

ELEKTRONISCHE BAUELEMENTE

BEISPIELSAMMLUNG

Sommersemester 2009

G. HOBLER

**Institut für Festkörperelektronik
Technische Universität Wien**

Vorwort

Elektronik ist eine Kombination von einigen Grundgesetzen, Faustregeln, sowie einer Menge Tricks (P. Horowitz, W. Hill, The Art of Electronics, Cambridge University Press).

Im Rahmen des Übungsteils der VU Elektronische Bauelemente sollen Sie lernen, wie man elektronische Bauelemente in Schaltungen verwendet. Sie werden sehen, dass man zur Analyse von elektronischen Schaltungen neben den Bauelemente-Eigenschaften nur relativ wenige Grundregeln der Netzwerkanalyse benötigt, dass man diese aber in der “richtigen” Art und Weise anwenden und sich oft mit einer näherungsweise Behandlung begnügen muss. Die geeigneten Grundregeln zu verwenden und die richtigen Näherungen zu machen, können Sie nur durch eigene Übung erlernen. Es ist daher wichtig, dass Sie versuchen, Beispiele *selbst* zu lösen.

Wir haben die Übung in drei Stufen organisiert, um Sie an dieses Ziel heranzuführen: In den Großgruppen-Übungen werden Ihnen zunächst Beispiele vorge-rechnet. Dabei lernen Sie die wichtigsten der benötigten Grundregeln und Nähe-rungen kennen. In der Vorbereitung auf die Kleingruppen-Übungen sollen Sie diese dann selbstständig anwenden. Sie sollten die Beispiele zunächst selbst lösen, dann das Ergebnis zahlenmäßig überprüfen (siehe “Lösungen”), und erst danach den Lösungsweg mit den “Hinweisen” dieser Beispielsammlung vergleichen. Wenn Sie ein Beispiel nicht selbst lösen können, nehmen Sie die “Hinweise” zu Hilfe. Schließlich bleibt eine größere Anzahl an Beispielen zur eigenständigen Übung und Vor-bereitung auf die Klausur. Dabei sollten Sie in jedem Fall versuchen, so weit wie möglich ohne die “Hinweise” zu kommen.

Sie werden im Rahmen der Übung zwar nicht alle aber, wie ich hoffe, die wichtig-sten Tricks der Elektronik kennenlernen. Beim Durcharbeiten der Beispielsamm-lung werden Sie bemerken, dass die Anwendung einiger Grundregeln immer wieder-kehrt. Ich wünsche Ihnen das Erfolgserlebnis, dass Ihnen die Lösung der Beispiele mit zunehmender Übung immer leichter fällt!

Gerhard Hobler

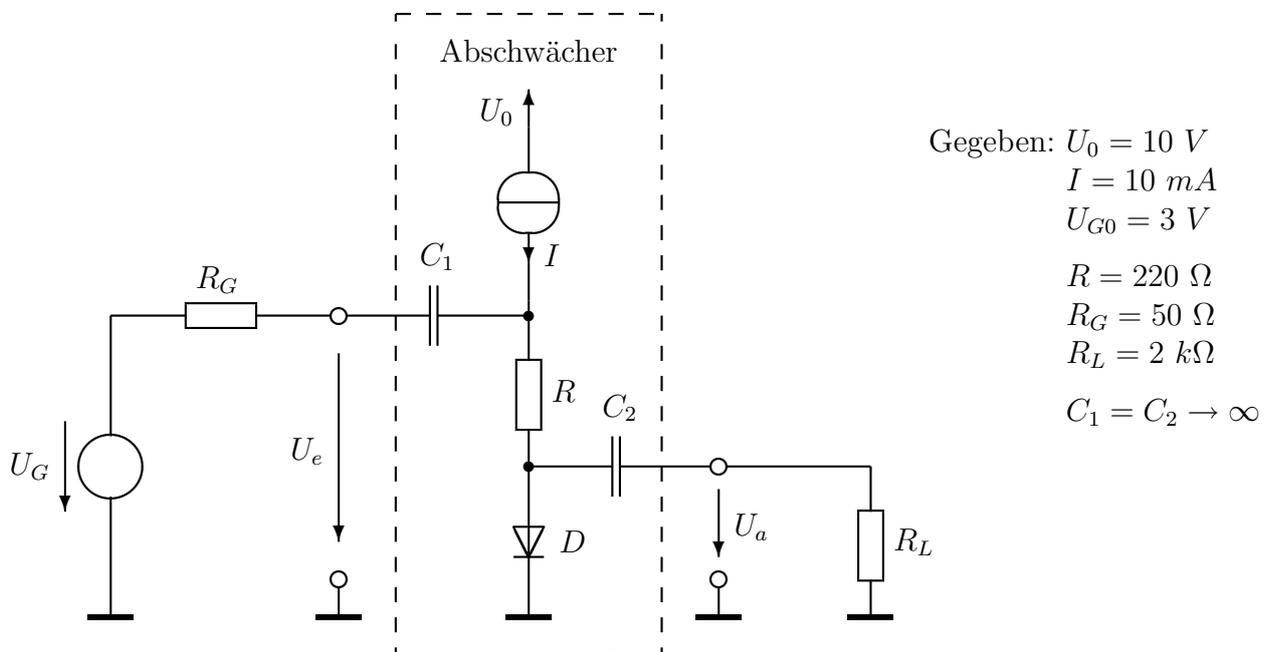
TEIL 1

Kleinsignalanalyse von Diodenschaltungen

Für die Dioden sind, wenn nicht anders angegeben, folgende Werte zu verwenden:

Flussspannung:	$U_f = 0,7 \text{ V}$
Temperaturspannung:	$U_T = 25 \text{ mV}$
Idealitätsfaktor:	$n = 2$
Transitzeit:	$\tau_T = 10 \text{ ns}$ (Signaldiode) $\tau_T = 5 \mu\text{s}$ (Leistungsdiode)
Sperrschichtkapazität (0V):	$C_{j0} = 4 \text{ pF}$ (Signaldiode) $C_{j0} = 50 \text{ pF}$ (Leistungsdiode)

1.1) Einstellbarer Abschwächer



- Bestimmen Sie Eingangsruhe­spannung U_{e0} und Ausgangsruhe­spannung U_{a0} des Abschwächers.
- Bei zeitlich veränderlicher Aussteuerung des Generators $U_G(t) = U_{G0} + u_G(t)$ verändern sich auch die Eingangsspannung $U_e(t) = U_{e0} + u_e(t)$ und die Ausgangsspannung $U_a(t) = U_{a0} + u_a(t)$. Berechnen Sie die Abschwächung des Ausgangs- bezüglich des Eingangssignals $v_u = u_a/u_e$.
- Wie hängt v_u vom Stromquellenstrom I ab?

1.2) Grenzfrequenz zufolge der Koppelkondensatoren

Gegeben: $C_1 = C_2 = 2,2 \mu F$

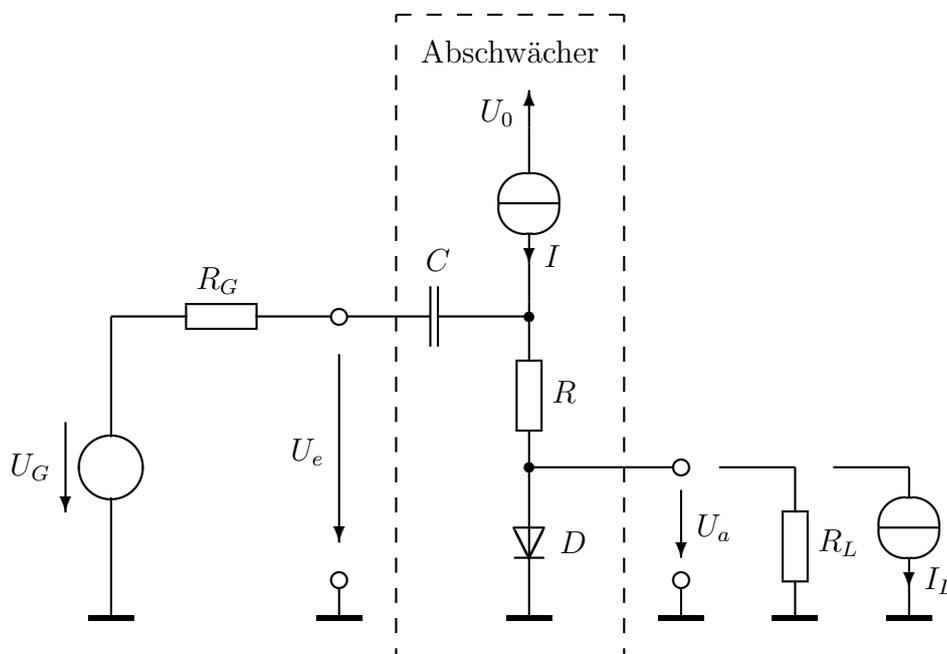
Damit die Koppelkondensatoren auch bei endlichen Kapazitätswerten für Wechselspannungssignale in guter Näherung Kurzschlüsse darstellen, muss die Frequenz hinreichend groß sein. Berechnen Sie für die Schaltung aus Beispiel 1.1 die Grenzfrequenz f_g , oberhalb der sich die Spannungsverstärkung dem in Beispiel 1.1b berechneten Wert nähert.

Hinweis: Anstatt den vollen Ausdruck für $v_u = u_a/u_e$ unter Berücksichtigung beider Kondensatoren zu analysieren (kompliziert), kann man näherungsweise zunächst die Fälle $C_1 = 2,2 \mu F$, $C_2 \rightarrow \infty$ und $C_1 \rightarrow \infty$, $C_2 = 2,2 \mu F$ separat behandeln und dann überlegen, welche der sich ergebenden Grenzfrequenzen relevant ist.

1.3) Grenzfrequenz zufolge Diodenkapazität

Berechnen Sie für die Schaltung aus Beispiel 1.1 ($C_1 = C_2 \rightarrow \infty$) die Grenzfrequenz f_g der Abschwächung $v_u = u_a/u_e$ zufolge der Diffusionskapazität der Diode (Signal- bzw. Leistungsdiode). Ist dies eine untere oder obere Grenzfrequenz für das in Beispiel 1.1 berechnete ideale Verhalten?

1.4) Lasteinfluss auf Arbeitspunkt und Abschwächung



Gegeben: $U_0 = 10 \text{ V}$
 $I = 10 \text{ mA}$
 $U_{G0} = 3 \text{ V}$
 $R = 220 \Omega$
 $R_G = 50 \Omega$
 $C \rightarrow \infty$
 $I_L = 2 \text{ mA}$
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

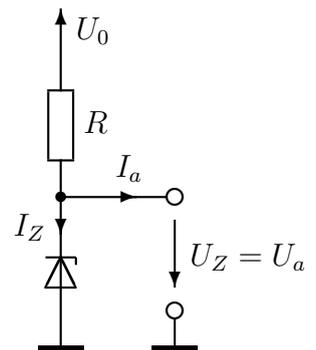
- Berechnen Sie die Abschwächung des Ausgangssignals gegenüber der Aussteuerung der Generator-Leerlaufspannung $v_{uG} = u_a/u_G$ für unbelasteten Ausgang.
- Bestimmen Sie den Ausgangswiderstand r_a des Abschwächers für zeitlich veränderliche Signale (r_a^{\sim}) sowie für zeitunabhängige Änderungen (r_a^{\equiv}).

- c) Bei Belastung des Ausgangs ändert sich die Verstärkung v_{uG} aus Punkt a) auf v'_{uG} . Berechnen Sie mit Hilfe des Ausgangswiderstands die relative Änderung der Verstärkung $\Delta v_{uG}/v_{uG} = (v'_{uG} - v_{uG})/v_{uG}$ zufolge der Belastung mit R_L bzw. I_L . Vernachlässigen Sie die Verschiebung des Arbeitspunkts der Diode D zufolge der Belastung des Ausgangs.
- d) Um welchen Wert $\Delta U_{a0} = U'_{a0} - U_{a0}$ sinkt die Ausgangsruhespannung U_{a0} zufolge des Lastwiderstands R_L bzw. des Laststroms I_L ?

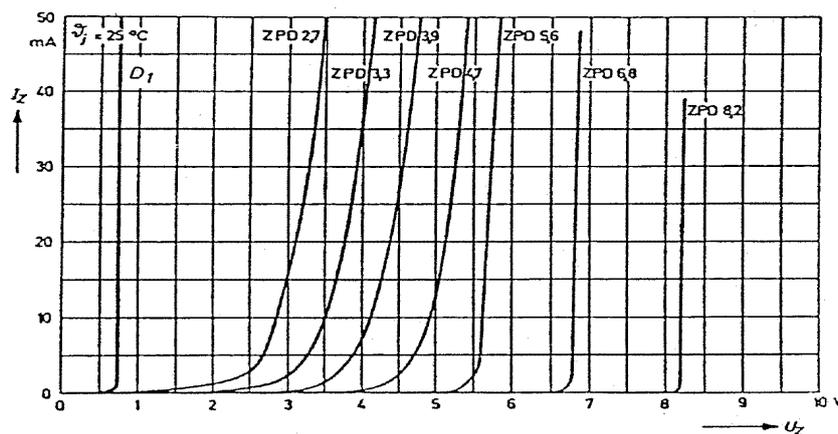
1.5) Referenzspannungsquelle mit Zenerdiode

Die Ausgangsspannung soll möglichst unabhängig von der angeschlossenen Last und von Schwankungen der Versorgungsspannung sein.

Gegeben: $U_0 = 12\text{ V}$
 $I_{Z0} = 35\text{ mA}$, Z-Diode: ZPD 4,7



- a) Dimensionieren Sie den Widerstand R so, dass bei unbelasteter Spannungsquelle ($I_{a0} = 0$) der gegebene Strom I_{Z0} durch die Zenerdiode fließt.
- b) Welchen Strom I_a darf man der Spannungsquelle maximal entnehmen, damit U_a um weniger als 1 % abfällt. Warum ist die Verwendung des linearisierten Modells gerechtfertigt?
- c) Berechnen Sie die "Line Regulation", d.h. der Faktor, um den (kleine) Schwankungen der Versorgungsspannung (u_0) abgeschwächt am Ausgang (u_a) erscheinen.

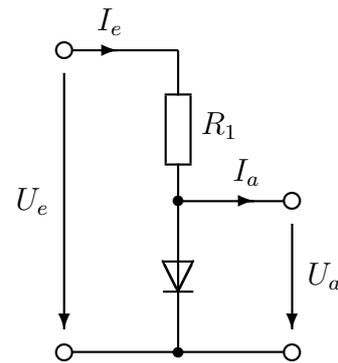


1.6) Spannungsteiler mit Diode

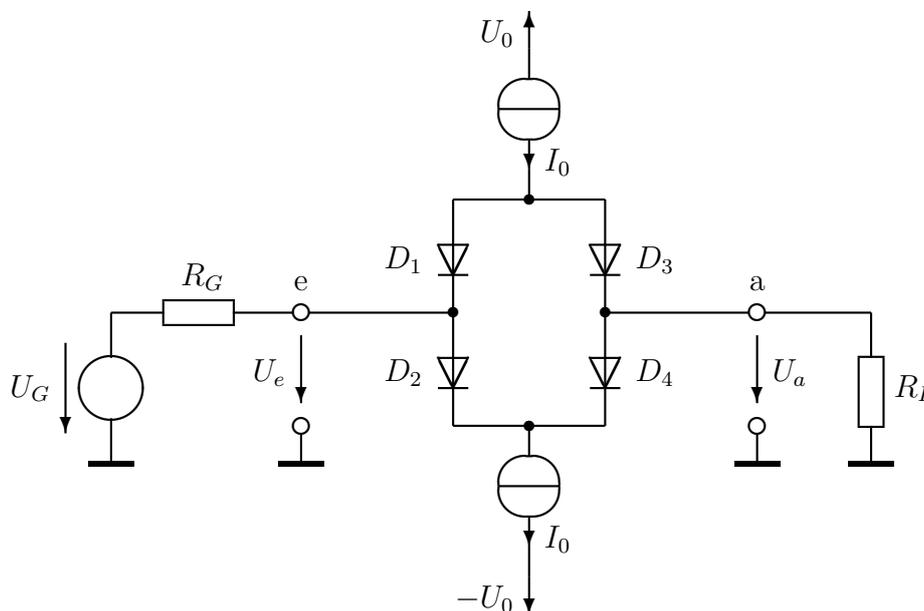
Gegeben: $U_e = 1,5 \text{ V}$ (ideale Spannungsquelle)

$$R_1 = 1 \Omega$$

- Um welchen Wert ΔU_a ändert sich die Ausgangsspannung, wenn die Eingangsspannung um $\Delta U_e = 50 \text{ mV}$ vergrößert wird?
- Um welchen Wert ΔU_a ändert sich die Ausgangsspannung gegenüber dem unbelasteten Fall, wenn die Last $R_2 = 50 \Omega$ angeschlossen wird?
- Bestimmen Sie den Modellparameter I_s (Sperrstrom) der Diode, wenn an ihr in der vorliegenden Schaltung genau $0,7 \text{ V}$ abfallen.
- Ermitteln Sie die Ausgangsspannung U_a , wenn die Last $R_2 = 1 \Omega$ angeschlossen wird.
Hinweis: Nichtlineare Gleichung mit Taschenrechner, MATLAB etc. lösen. Vergleichen Sie mit dem Ergebnis, das Sie unter Anwendung der Kleinsignalanalyse erhalten.



1.7) Diodenbrücke



Gegeben:

$$I_0 = 5 \text{ mA}$$

$$U_0 = 10 \text{ V}$$

$$U_{G0} = 3 \text{ V}$$

$$R_G = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 10 \text{ k}\Omega$$

$D_1 \dots D_4$:
Signaldioden

- Bestimmen Sie die Ausgangs-Leerlaufspannung U_{a0} (d.h. U_a ohne Lastwiderstand R_L).
- Bestimmen Sie die Ausgangsspannung U_a bei angeschlossenem Lastwiderstand R_L sowie den Spannungsabfall $U_B = U_e - U_a$ an der Diodenbrücke.
Hinweis: Linearisieren Sie die Diodenbrücke zwischen den Anschlüssen e und a für kleine Änderungen der Ströme und Spannungen.

- c) Der Generator-Leerlaufspannung U_G sei eine kleine, langsam veränderliche Wechselspannung $u_G(t)$ überlagert. Wie groß ist die Abschwächung der Ausgangs- gegenüber der Eingangsspannung $v_u = u_a/u_e$? Vernachlässigen Sie die Verschiebung des Arbeitspunktes der Dioden zufolge der Belastung durch R_L .
- d) Bestimmen Sie die Ausgangsspannung U_a für konstante Generatorspannung $U_G = 3 V$, wenn die Stromquellen abgeschaltet sind ($I_0 = 0$).

1.8) Frequenzverhalten der Diodenbrücke

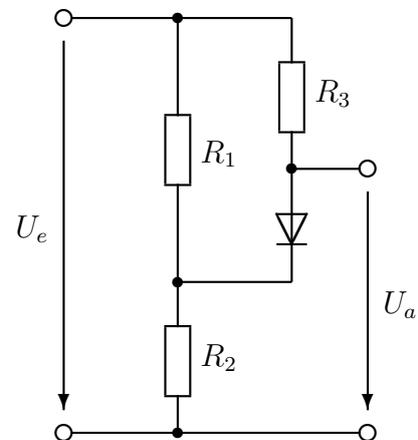
Für die Schaltung aus Beispiel 1.7 mit Signaldioden bei höheren Frequenzen des Generatorsignals $u_G(t)$ und Generator-Ruhe-spannung null ($U_{G0} = 0$):

- a) Berechnen Sie die maximale Phasenverschiebung φ_{max} zwischen Ausgangsspannung u_a und Eingangsspannung u_e zufolge der Diffusionskapazitäten der Dioden bei eingeschalteten Stromquellen. Bei welcher Frequenz f_{max} tritt sie auf?
- b) Zeichnen Sie das Bodediagramm der Abschwächung $\underline{v}_{uG} = \underline{u}_a/\underline{u}_G$ bei abgeschalteten Stromquellen ($I_0 = 0$). Geben Sie die Grenzfrequenz f_g an.

1.9) Netzwerk mit Diode

Gegeben: $U_e = 10 V$, $R_1 = 100 \Omega$
 $R_2 = 22 \Omega$, $R_3 = 5 \Omega$

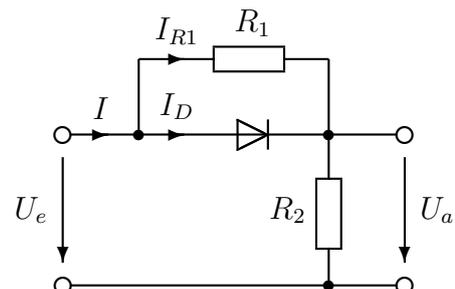
- a) Bestimmen Sie die Ausgangsspannung U_a .
- b) Bestimmen Sie den Ausgangswiderstand r_a .
- c) Bestimmen Sie die Abschwächung kleiner, langsam veränderlicher Eingangssignale auf den Ausgang $v_u = u_a/u_e$.



1.10) Netzwerk mit Diode

Gegeben: $U_e = 1,5 V$
 $R_1 = 2 \Omega$, $R_2 = 1 \Omega$
 Diode: Leistungsdiode

- a) Berechnen Sie die Ausgangsspannung U_a sowie die Ströme I , I_{R1} und I_D .
- b) Skizzieren Sie das Bodediagramm der Abschwächung $\underline{v}_u = \underline{u}_a/\underline{u}_e$ unter Berücksichtigung der Diodenkapazität.

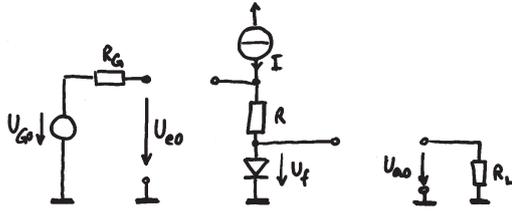


Lösungen

- 1.1) a) $U_{e0} = 3 \text{ V}$, $U_{a0} = 0 \text{ V}$.
 b) $v_u = 0,0222$.
 c) $v_u = \frac{1}{1,11 + I/227\mu\text{A}}$ ($\approx \frac{227\mu\text{A}}{I}$ für $I \gg 250\mu\text{A}$).
- 1.2) $f_g = 322 \text{ Hz}$.
- 1.3) Signaldiode: $f_g = 16,3 \text{ MHz}$, Leistungsdiode: $f_g = 32,6 \text{ kHz}$.
 Obere Grenzfrequenz.
- 1.4) a) $v_{uG} = 0,0182$.
 b) $r_a^{\sim} = 4,91 \Omega$, $r_a^{\bar{}} = 5 \Omega$.
 c) Belastung mit R_L : $\Delta v_{uG}/v_{uG} = -0,245\%$, Belastung mit I_L : $\Delta v_{uG}/v_{uG} = 0$.
 d) Belastung mit R_L : $\Delta U_{a0} = -1,75 \text{ mV}$, Belastung mit I_L : $\Delta U_{a0} = -10 \text{ mV}$,
- 1.5) a) $R = 191 \Omega$.
 b) $(I_a)_{\max} = 6,90 \text{ mA}$.
 $I_{Z,\min} = 28,4 \text{ mA}$; hier ist die Tangente noch gute Näherung der Kennlinie.
 c) $u_a/u_0 = 0,0402$.
- 1.6) a) $\Delta U_a = 2,94 \text{ mV}$.
 b) $\Delta U_a = -0,823 \text{ mV}$.
 c) $I_s = 665 \text{ nA}$.
 d) $U_a = 0,637 \text{ V}$.
- 1.7) a) $U_{a0} = 3 \text{ V}$.
 b) $U_a = 2,72 \text{ V}$, $U_B = 5,44 \text{ mV}$.
 c) $v_u = 0,998$.
 d) $U_a = 0 \text{ V}$.
- 1.8) a) $\varphi_{\max} = 0,0572^\circ$, $f_{\max} = 15,9 \text{ MHz}$.
 b) $f_g = 3,62 \text{ MHz}$.
- 1.9) a) $U_a = 8,37 \text{ V}$.
 b) $r_a = 3,92 \Omega$.
 c) $v_u = 0,823$.
- 1.10) a) $U_a = 0,8 \text{ V}$, $I = 0,8 \text{ A}$, $I_{R1} = 0,35 \text{ A}$, $I_D = 0,45 \text{ A}$.
 b) siehe Hinweise.

Hinweise

1.1) a) Arbeitspunkt: $C \rightarrow$ Unterbrechung

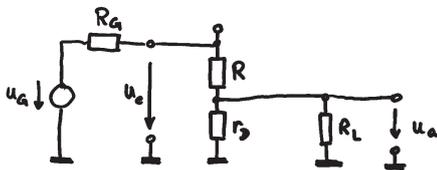


kein Strom über R_G bzw. R_L
 \Rightarrow keine Spannung an R_G bzw. R_L

b) Kleinsignal-Ersatzschaltung: ($C \rightarrow \infty$) \rightarrow Kurzschluss

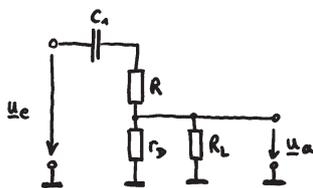
$I \rightarrow$ Unterbrechung

$D \rightarrow r_D = \frac{1}{g_D} = n \frac{U_T}{I}$



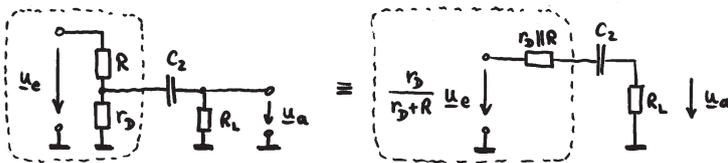
Spannungsteilerregel: $v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{r_D \parallel R_L}{r_D \parallel R_L + R}$

1.2) Fall 1: $C_1 = 2,2 \mu F$, $C_2 \rightarrow \infty$



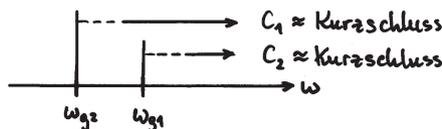
$$v_u = \frac{r_D \parallel R_L}{r_D \parallel R_L + R + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{j\omega (r_D \parallel R_L) C_1}{1 + j\omega \underbrace{(r_D \parallel R_L + R)}_{\frac{1}{\omega_{g1}}} C_1}$$

Fall 2: $C_1 \rightarrow \infty$, $C_2 = 2,2 \mu F$



$$u_a = \frac{r_D}{r_D + R} u_e \cdot \frac{R_L}{R_L + r_D \parallel R + \frac{1}{j\omega C_2}}$$

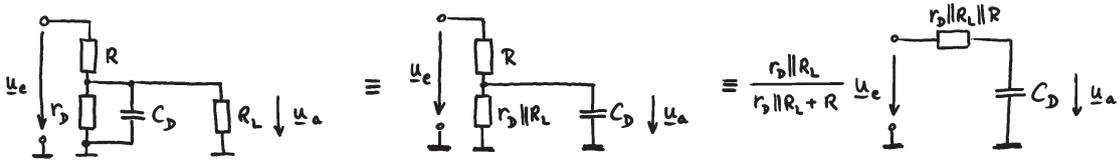
$$v_u = \frac{r_D}{r_D + R} \cdot \frac{j\omega R_L C_2}{1 + j\omega \underbrace{(r_D \parallel R + R_L)}_{\frac{1}{\omega_{g2}}} C_2}$$



Beide C 's sollen Kurzschlüsse für das Signal sein $\Rightarrow \omega_g = \max(\omega_{g1}, \omega_{g2})$, $f_s = \frac{\omega_g}{2\pi}$

Bemerkung: R_G geht nicht in die Rechnung ein, da nach $v_u = \frac{u_a}{u_e}$ gefragt wird und u_a eindeutig durch u_e bestimmt ist.

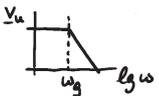
1.3)



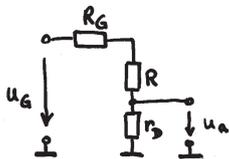
$$u_a = \frac{r_D || R_L}{r_D || R_L + R} u_e \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_D (r_D || R_L || R)}$$

$$v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{r_D || R_L}{r_D || R_L + R} \cdot \frac{1}{1 + j\omega (r_D || R_L || R) C_D}$$

$$\omega_g = \frac{1}{(r_D || R_L || R) C_D}, \quad C_D = g_D \tau_T = \frac{\tau_T}{r_D}, \quad f_g = \frac{\omega_g}{2\pi}$$

Tiefpass  , also obere Grenzfrequenz für ideales Verhalten

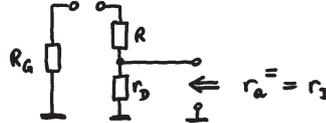
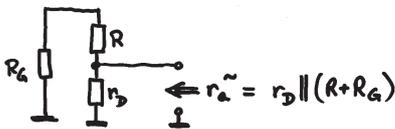
1.4) a)



$$v_{uG} = \frac{u_a}{u_G} = \frac{r_D}{r_D + R + R_G}$$

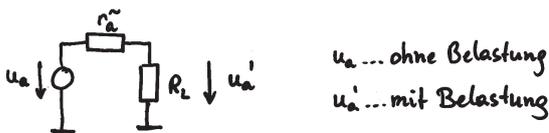
b) zeitlich veränderliche Signale
 $(C \rightarrow \infty) \rightarrow$ Kurzschluss

zeitunabhängige Änderungen
 $C \rightarrow$ Unterbrechung



c) Belastung mit Widerstand R_L :

Belastung mit Gleichstromquelle I_L :



Gleichstromquelle in Kleinsignal-Ersatzschaltung \rightarrow Unterbrechung

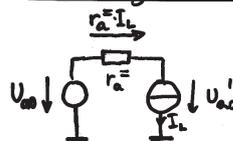
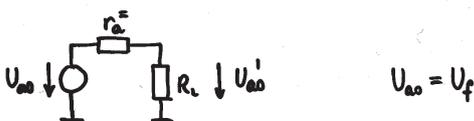
\Rightarrow keine Belastung für Signale

$$v_{uG}' = \frac{u_a'}{u_G} = \frac{u_a'}{u_a} \cdot \frac{u_a}{u_G} = \frac{u_a'}{u_a} \cdot v_{uG} = \frac{R_L}{r_a\text{-tilde} + R_L} \cdot v_{uG}$$

$$\frac{\Delta v_{uG}'}{v_{uG}} = \frac{v_{uG}' - v_{uG}}{v_{uG}} = \frac{v_{uG}'}{v_{uG}} - 1 = \dots = \frac{r_a\text{-tilde}}{r_a\text{-tilde} + R_L}$$

d) Belastung mit Widerstand R_L :

Belastung mit Gleichstromquelle I_L :

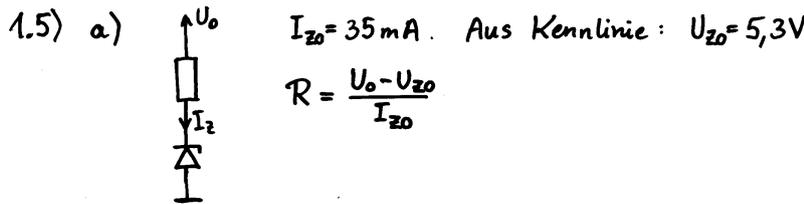


$$U_{00}' = U_{00} \frac{R_L}{R_L + r_a\text{-bar}}$$

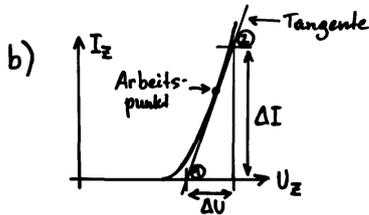
$$U_{00}' = U_{00} - r_a\text{-bar} I_L$$

$$\Delta U_{00} = U_{00}' - U_{00} = \dots = -U_f \cdot \frac{r_a\text{-bar}}{r_a\text{-bar} + R_L}$$

$$\Delta U_{00} = U_{00}' - U_{00} = -r_a\text{-bar} I_L$$



$$R = \frac{U_0 - U_{Z0}}{I_{Z0}}$$

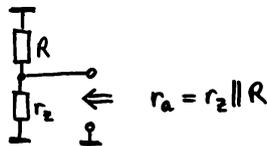


①, ② ... zwei beliebige Punkte auf der Tangente

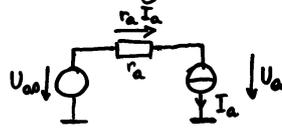
$$r_z = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

$$\Delta I = 50 \text{ mA (gewählt)} \Rightarrow \Delta U = 0,4 \text{ V} \Rightarrow r_z = 8 \Omega$$

Ausgangswiderstand:



Belastung mit I_a :



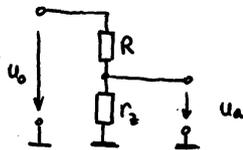
$$\left| \frac{U_a - U_{a0}}{U_{a0}} \right| = \frac{r_a I_a}{U_a} < 0,01$$

$$\Rightarrow I_a < 0,01 \cdot U_a / r_a$$

Linearisiertes Modell ist gerechtfertigt, da bei einer Änderung von U_z um 1% ($= 0,053 \text{ V}$) die Tangente noch immer eine gute Approximation der Kennlinie ist.

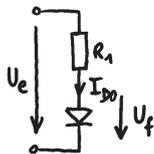
Der „verschobene“ Punkt auf der Tangente kann genauer bestimmt werden, indem man den Strom berechnet: $u_z = -0,053 \text{ V}$, $i_z = u_z / r_z$, $I_z = I_{Z0} + i_z$

c) u_0 ... kleine Änderung \Rightarrow Kleinsignal-Ersatzschaltung



$$\frac{u_a}{u_0} = \frac{r_z}{r_z + R}$$

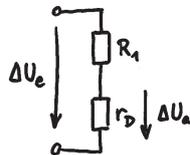
1.6) a) Arbeitspunkt:



Ohmsches Gesetz für R_1 :

$$I_{D0} = \frac{U_e - U_f}{R_1}$$

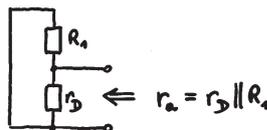
Kleinsignalanalyse:



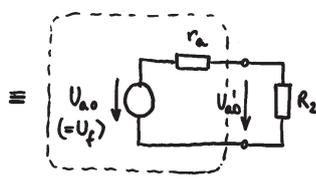
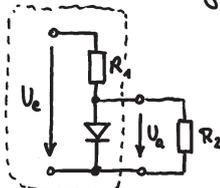
$$r_D = \frac{1}{g_D} = \frac{n U_T}{I_D}$$

$$\Delta U_a = \frac{r_D}{r_D + R_1} \Delta U_e$$

b) Ausgangswiderstand:



für kleine Änderungen:



U_{a0} ... U_a im unbelasteten Fall

$$U_{a0}' = \frac{R_2}{R_2 + r_a} U_{a0}$$

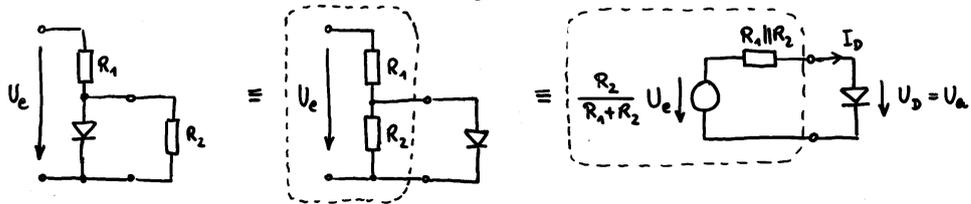
$$\Delta U_a = U_{a0}' - U_{a0} = -\frac{r_a}{R_2 + r_a} U_{a0}$$

$$= -\frac{r_a}{R_2 + r_a} U_f$$

c) $U_D = U_f \Rightarrow I_D = I_{D0}$ aus a)

$$I_D = I_S \left\{ \exp\left(\frac{U_D}{n U_T}\right) - 1 \right\} \Rightarrow I_S = I_{D0} \exp\left(-\frac{U_f}{n U_T}\right)$$

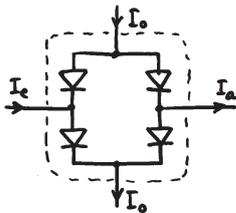
d) Behandlung analog b) ergibt $\Delta U_a = -38,9 \text{ mV} \Rightarrow |\Delta U_a| \neq n \cdot U_T \Rightarrow$
 \Rightarrow Kleinsignalanalyse nicht zulässig



$$\frac{R_2}{R_1+R_2} U_e = (R_1 \parallel R_2) \cdot I_D + U_D, \quad \frac{R_2}{R_1+R_2} U_e = (R_1 \parallel R_2) \cdot I_S \cdot \exp\left(\frac{U_D}{n U_T}\right) + U_D \Rightarrow U_D = 0,6368 \text{ V}$$

Bemerkung: $\Delta U_a = U_a - U_{a0} = U_a - U_f = -63,2 \text{ mV} \dots \neq -38,9 \text{ mV}$ aus Kleinsignalanalyse

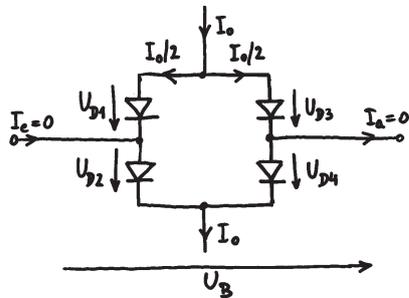
1.7)



1. Kirchhoffsche Regel für die Hüllfläche:

$$I_e + I_0 = I_0 + I_a \Rightarrow I_e = I_a$$

a) ohne Last: $I_{a0} = 0 \Rightarrow I_{e0} = 0 \Rightarrow$ kein Spannungsabfall an $R_G \Rightarrow U_{e0} = U_{G0}$



Aus Symmetriegründen (alle Dioden gleich):

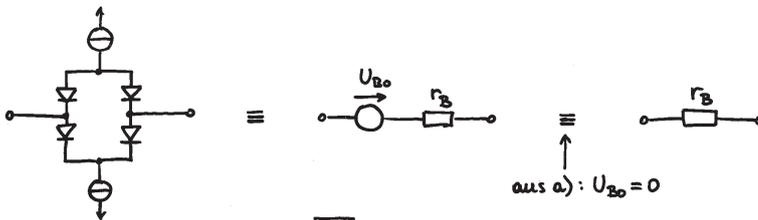
$$I_{D1,0} = I_{D2,0} = I_{D3,0} = I_{D4,0} = \frac{I_0}{2}$$

$$U_{D1,0} = U_{D2,0} = U_{D3,0} = U_{D4,0} = U_f$$

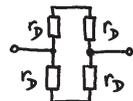
$$U_{B0} = -U_{D1,0} + U_{D3,0} = -U_f + U_f = 0$$

$$\Rightarrow U_{a0} = U_{e0} = U_{G0}$$

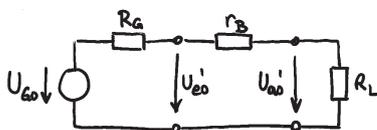
b)



Innenwiderstand:



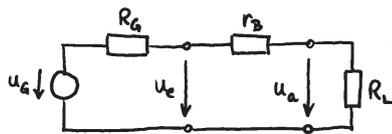
$$r_B = (r_D + r_D) \parallel (r_D + r_D) = r_D, \quad r_D = \frac{1}{g_D} = \frac{n U_T}{I_D} = \frac{n U_T}{I_0/2}$$



$$U'_{a0} = \frac{R_L}{R_G + r_B + R_L} U_{G0}$$

$$U'_{e0} - U'_{a0} = \frac{r_B}{R_G + r_B + R_L} U_{G0}$$

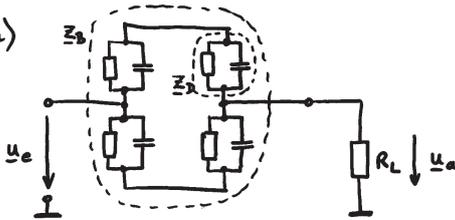
c)



$$v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_L}{r_B + R_L}$$

d) $I_o = 0 \Rightarrow$ Dioden sperren ($I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = 0$) $\Rightarrow I_a = 0 \Rightarrow U_a = 0$

1.8) a)



$$z_D = r_D \parallel \frac{1}{j\omega C_D} = \dots = \frac{r_D}{1 + j\omega\tau_T}$$

$$z_B = (z_D + z_D) \parallel (z_D + z_D) = z_D$$

$$v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_L}{z_B + R_L} = \dots = \frac{R_L}{r_D + R_L} \cdot \frac{1 + j\omega\tau_T}{1 + j\omega\tau_T \cdot \frac{R_L}{r_D + R_L}}$$

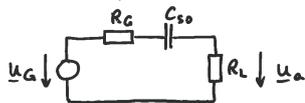
$$\varphi = \arctan(\omega\tau_T) - \arctan\left(\omega\tau_T \cdot \frac{R_L}{r_D + R_L}\right)$$

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = 0 \Rightarrow \omega_{max} = \frac{1}{\tau_T} \sqrt{1 + \frac{r_D}{R_L}}$$

$$f_{max} = \omega_{max} / 2\pi$$

$$\varphi_{max} = \varphi(\omega = \omega_{max})$$

b) Im Sperrfall wirken die Dioden wie Kondensatoren mit Sperrschichtkapazität C_{j0}



$$Y_{UG} = \frac{u_a}{u_G} = \frac{R_L}{R_G + R_L + \frac{1}{j\omega C_{j0}}} = \frac{j\omega R_L C_{j0}}{1 + j\omega(R_G + R_L)C_{j0}}$$

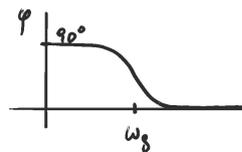
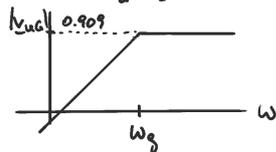
$$\frac{1}{\omega_g} \Rightarrow \omega_g = \frac{1}{(R_G + R_L)C_{j0}}$$

$$\omega \ll \omega_g : Y_{UG} = j\omega R_L C_{j0}$$

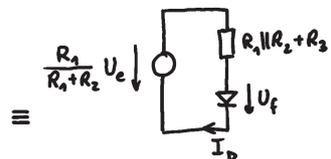
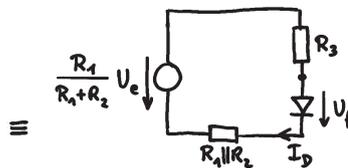
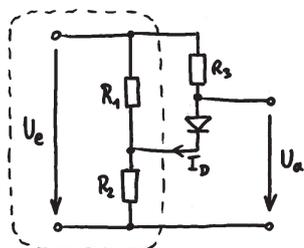
$$|Y_{UG}| \sim \omega, \varphi = 90^\circ$$

$$\omega \gg \omega_g : Y_{UG} = \frac{R_L}{R_G + R_L}$$

$$|Y_{UG}| = 0.909, \varphi = 0^\circ$$

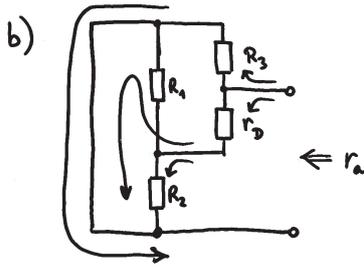


1.9) a)



$$I_D = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_e - U_f \right) / (R_1 \parallel R_2 + R_3)$$

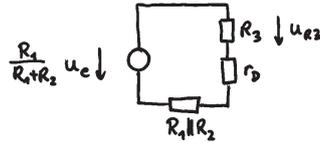
aus ursprünglicher Schaltung: $U_a = U_e - R_3 I_D$



$$r_D = \frac{n U_T}{I_D}$$

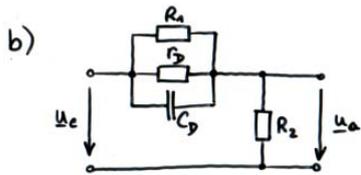
$$r_a = R_3 \parallel (r_D + R_1 \parallel R_2)$$

c) analog a), jedoch $U_i \rightarrow u_i$, $D \rightarrow r_D$:



$$u_{R3} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_e \frac{R_3}{R_3 + r_D + R_1 \parallel R_2}, \quad u_a = u_e - u_{R3}, \quad v_u = \frac{u_a}{u_e}$$

1.10) a) $U_a = U_e - U_f$ $I = I_{R2} = \frac{U_a}{R_2}$ $I_{R1} = \frac{U_f}{R_1}$ $I_D = I_{R2} - I_{R1}$



$$v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_2}{r_D \parallel R_1 \parallel \frac{1}{j\omega C_D} + R_2} = \dots = \frac{R_2}{R_2 + r_D \parallel R_1} \cdot \frac{1 + j\omega/\omega_{g1}}{1 + j\omega/\omega_{g2}}$$

mit $\omega_{g1} = \frac{1}{(r_D \parallel R_1) C_D}$, $\omega_{g2} = \omega_{g1} \cdot \frac{R_2 + r_D \parallel R_1}{R_2} = \frac{1}{(r_D \parallel R_1 \parallel R_2) C_D}$

$$r_D = \frac{n U_T}{I_D}, \quad C_D = \tau_T / r_D, \quad \omega_{g1} \approx \omega_{g2}!$$

$$\omega \ll \omega_{g1} : v_u = \frac{R_2}{R_2 + r_D \parallel R_1}$$

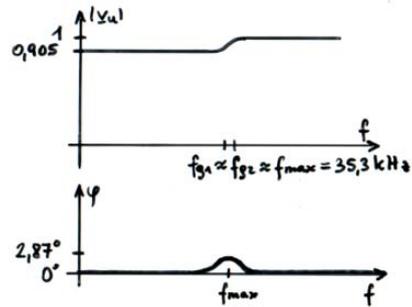
$$\omega \gg \omega_{g2} : v_u = \frac{R_2}{R_2 + r_D \parallel R_1} \frac{\omega_{g2}}{\omega_{g1}} = 1$$

in beiden Fällen $\varphi = 0$, aber nicht für $\omega \approx \omega_{g1}, \omega_{g2}$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_{g1}}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_{g2}}\right)$$

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = 0 \Rightarrow \varphi_{max} = \arctan\sqrt{\frac{\omega_{g2}}{\omega_{g1}}} - \arctan\sqrt{\frac{\omega_{g1}}{\omega_{g2}}}$$

$$\omega_{max} = \sqrt{\omega_{g1} \omega_{g2}}$$



TEIL 2

Verstärkerschaltungen mit Bipolartransistoren

Für die Bipolartransistoren sind, wenn nicht anders angegeben, folgende Werte zu verwenden:

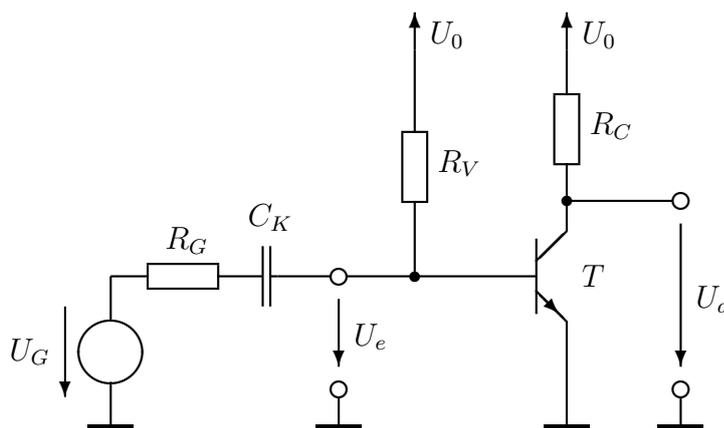
Flussspannung:	$U_f = 0,6 \text{ V}$ $dU_f/dT = -1,8 \text{ mV/K}$
Temperaturspannung:	$U_T = kT/e = 25 \text{ mV}$
Stromverstärkung:	$B = \beta = 100$
Restspannung:	$U_{CEsat} = 0,1 \text{ V}$
Early-Spannung:	$U_Y = 100 \text{ V}$ falls zu berücksichtigen $U_Y \rightarrow \infty$ sonst

Weiters ist anzunehmen, falls nicht anders angegeben:

Versorgungsspannung:	$U_0 = 5 \text{ V}$ bzw. $U_+ = 5 \text{ V}, U_- = -5 \text{ V}$
Generator:	Wechselspannung
Generator-Innenwiderstand:	$R_G = 50 \Omega$
Koppelkondensator:	$C_K \rightarrow \infty$
Ausgang:	unbelastet

Grundsaltungen

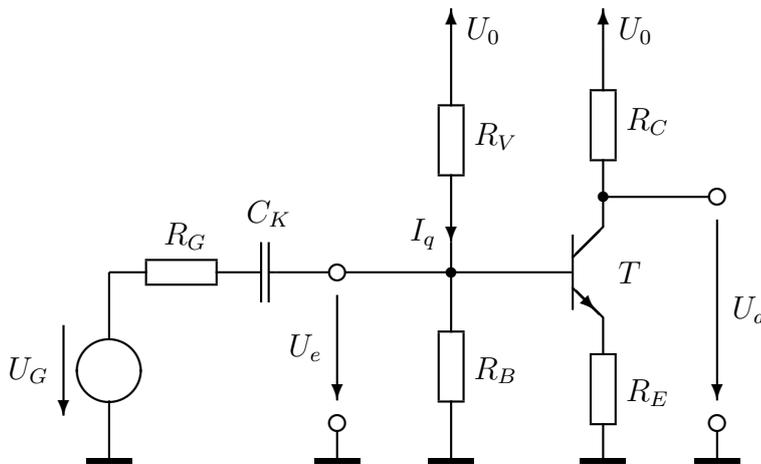
2.1) Emitterschaltung mit Basisstromsteuerung



Gegeben: $U_{a0} = 3 \text{ V}$
 $I_{C0} = 10 \text{ mA}$

- Dimensionieren Sie die Widerstände R_V und R_C so, dass sich der Kollektorruhestrom I_{C0} und die Ausgangs-Ruhe-spannung U_{a0} einstellen.
- Berechnen Sie die Kleinsignal-Spannungsverstärkung v_u .
- Berechnen Sie den Eingangswiderstand r_e .
- Berechnen Sie den Ausgangswiderstand r_a .

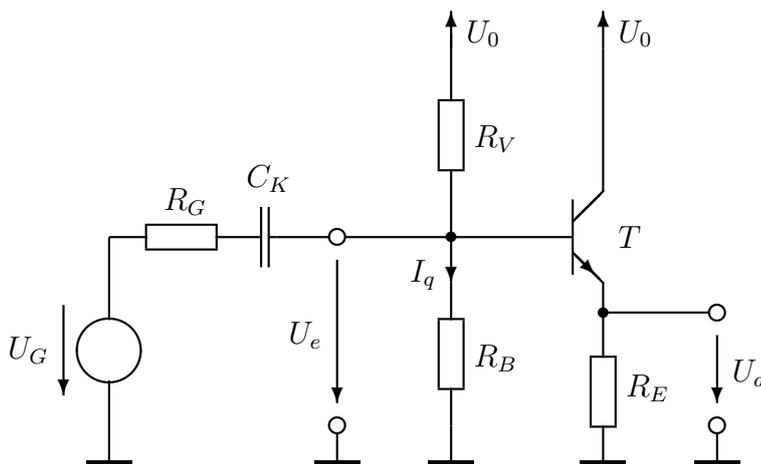
2.2) Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung



Gegeben: $U_{e0} = 2 \text{ V}$
 $U_{a0} = 3 \text{ V}$
 $I_{C0} = 10 \text{ mA}$
 $I_{q0} = 20I_{B0}$

- Dimensionieren Sie die Widerstände R_V , R_B , R_C und R_E so, dass sich der Kollektorruhestrom I_{C0} und die Ruhespannungen U_{e0} und U_{a0} einstellen. Der Strom I_{q0} durch R_V soll 20 mal so groß wie der Basisstrom I_{B0} des Transistors sein.
- Berechnen Sie die Kleinsignal-Spannungsverstärkung v_u .
- Berechnen Sie den Eingangswiderstand r_e .
- Berechnen Sie den Ausgangswiderstand r_a .

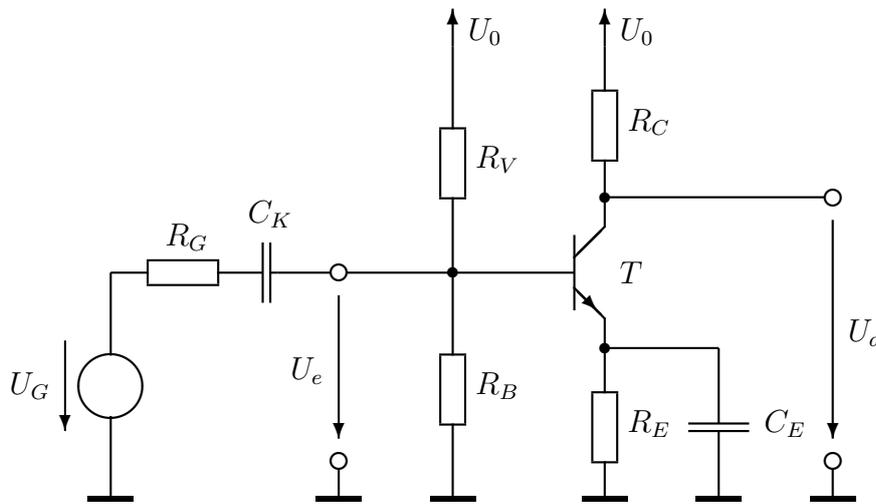
2.3) Emitterfolger (Kollektorschaltung)



Gegeben: $U_{a0} = 2 \text{ V}$
 $I_{C0} = 10 \text{ mA}$
 $I_{q0} = 20I_{B0}$

- Dimensionieren Sie die Widerstände R_V , R_B und R_E so, dass sich der Kollektorruhestrom I_{C0} und die Ausgangsruhespannung U_{a0} einstellen. Der Strom I_{q0} durch R_B soll 20 mal so groß wie der Basisstrom I_{B0} des Transistors sein.
- Berechnen Sie die Kleinsignal-Spannungsverstärkung v_u .
- Berechnen Sie den Eingangswiderstand r_e .
- Berechnen Sie den Ausgangswiderstand r_a .

2.4) Emitterschaltung mit überbrücktem Emittterwiderstand



Gegeben: $U_0 = 12\text{ V}$

$$R_V = 27\text{ k}\Omega$$

$$R_B = 3,3\text{ k}\Omega$$

$$R_C = 2,7\text{ k}\Omega$$

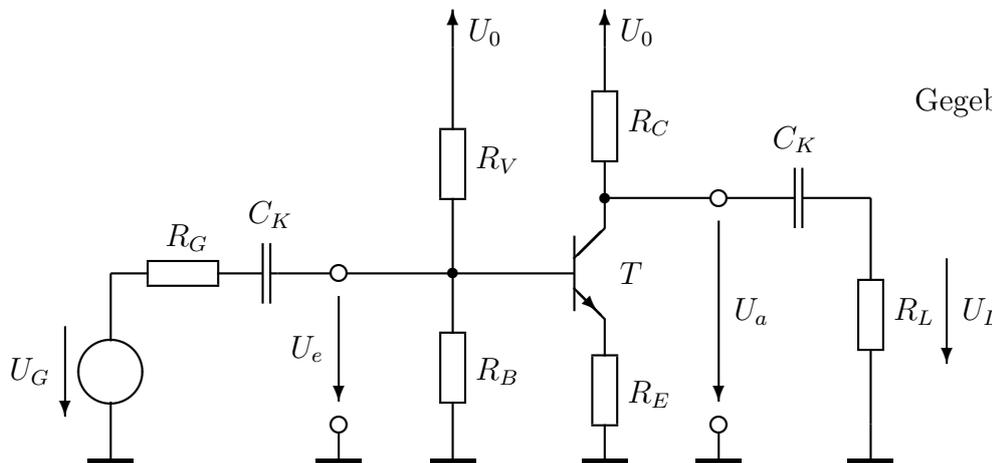
$$R_E = 470\ \Omega$$

$$C_K \rightarrow \infty$$

$$C_E = 10\ \mu\text{F}$$

- Ermitteln Sie die Ausgangs-Ruhspeisung U_{a0} .
- Zeichnen Sie das Bodediagramm der Verstärkung \underline{u}_u . Wie groß ist die Grenzfrequenz f_g , oberhalb der \underline{u}_u frequenzunabhängig wird?

2.5) Einfluss der Koppelkondensatoren in der Emitterschaltung



Gegeben: $C_K = 100\text{ nF}$

$$R_L = 10\text{ k}\Omega$$

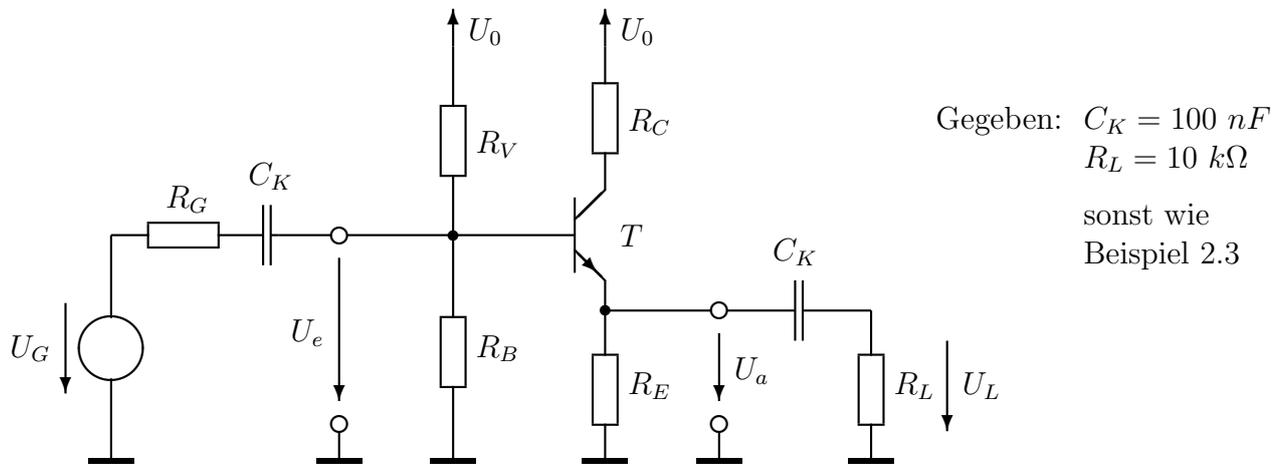
sonst wie

Beispiel 2.2

Die Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung sei wie in Beispiel 2.2 dimensioniert. Es soll der Einfluss der endlichen Kapazitätswerte der Koppelkondensatoren C_K auf die Verstärkung untersucht werden:

- Schreiben Sie die Verstärkung $\underline{u}_{uL} = \underline{u}_L / \underline{u}_G$ an.
- Zeichnen Sie das Bodediagramm von \underline{u}_{uL} .

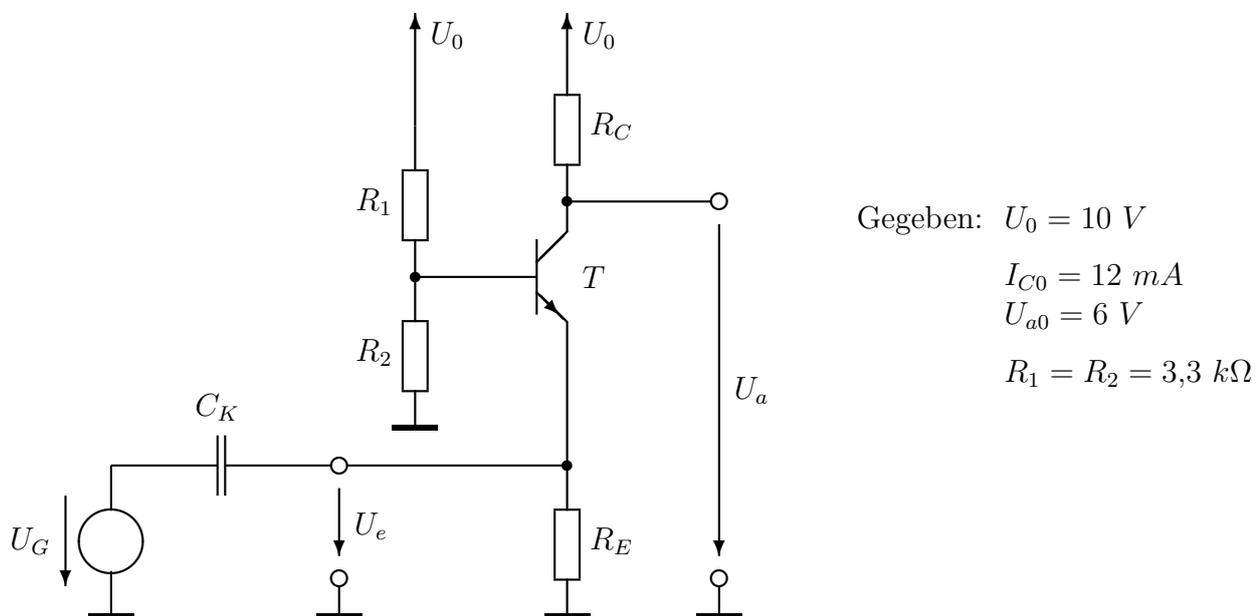
2.6) Einfluss der Koppelkondensatoren im Emitterfolger



Der Emitterfolger sei wie in Beispiel 2.3 dimensioniert. Es soll der Einfluss der endlichen Kapazitätswerte der Koppelkondensatoren C_K auf die Verstärkung untersucht werden: Zeichnen Sie das Bodediagramm der Verstärkung $v_{uL} = u_L/u_G$!

Hinweis: Der Einfluss des eingangsseitigen Koppelkondensators auf den Ausgangswiderstand des Emitterfolgers kann vernachlässigt werden.

2.7) Basisschaltung

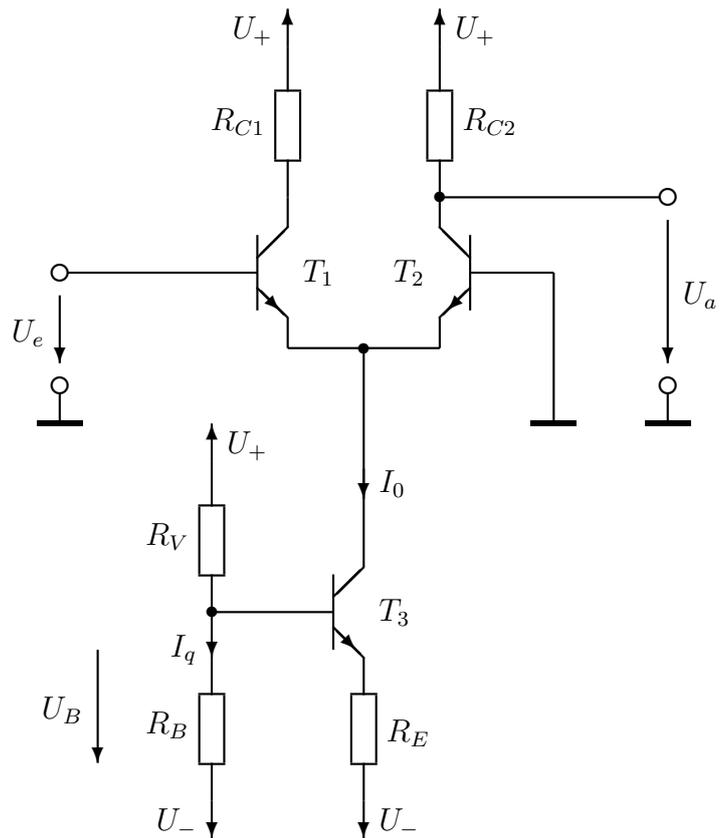


- Dimensionieren Sie die Widerstände R_E und R_C so, dass sich die angegebene Ausgangsruhespannung U_{a0} und der Kollektorruhestrom I_{C0} einstellen.
- Berechnen Sie die Spannungsverstärkung $v_u = u_a/u_e$.
- Berechnen Sie den Eingangswiderstand r_e am Eingang U_e .
- Berechnen Sie den Ausgangswiderstand r_a .

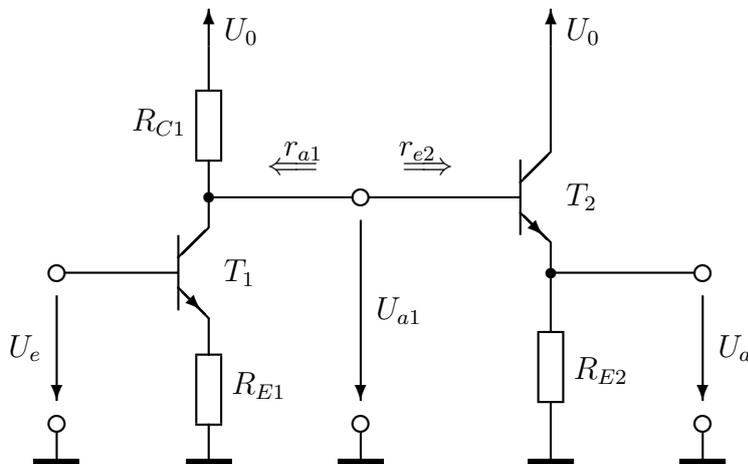
2.8) Differenzverstärker

- Dimensionieren Sie die Widerstände R_V , R_B , R_E und $R_{C1}=R_{C2}$ so, dass sich die gegebenen Ruheströme und -spannungen einstellen.
- Berechnen Sie die Spannungsverstärkung v_u .
- Berechnen Sie den Eingangswiderstand r_e .
- Berechnen Sie den Ausgangswiderstand r_a .

Gegeben: $U_+ = 5\text{ V}$, $U_- = -5\text{ V}$
 $U_{e0} = 0\text{ V}$, $U_{a0} = 3\text{ V}$
 $I_0 = 6\text{ mA}$, $U_B = 2\text{ V}$
 $I_{q0} = 20I_{B3,0}$



2.9) Zweistufige Verstärkerschaltung



Gegeben: $U_0 = 12\text{ V}$
 $U_{a0} = 6\text{ V}$
 $U_{e0} = 2\text{ V}$
 $I_{C1,0} = 10\text{ mA}$
 $r_{e2} = 100\text{ k}\Omega$.

- Dimensionieren Sie die Widerstände R_{E1} und R_{C1} so, dass sich der angegebene Arbeitspunkt einstellt. Vernachlässigen Sie den Basisstrom I_{B2} der 2. Stufe.
- Dimensionieren Sie den Widerstand R_{E2} so, dass der Eingangswiderstand der zweiten Stufe r_{e2} eingestellt wird. Zeigen Sie, dass das Vernachlässigen von I_{B2} gerechtfertigt ist.
- Berechnen Sie die Spannungsverstärkung $v_{u1} = u_{a1}/u_e$ der ersten Stufe unter Vernachlässigung der zweiten Stufe.
- Berechnen Sie die relative Änderung der Spannungsverstärkung $\Delta v_{u1}/v_{u1}$ zufolge der zweiten Stufe.
- Berechnen Sie den Ausgangswiderstand r_a der Gesamtschaltung.

Nichtideale Transistoreigenschaften

2.10) Maximale Aussteuerbarkeit

Bestimmen Sie die maximale Amplitude $|u_a|_{max}$ der Ausgangsspannung bei symmetrischer Aussteuerung um den Arbeitspunkt

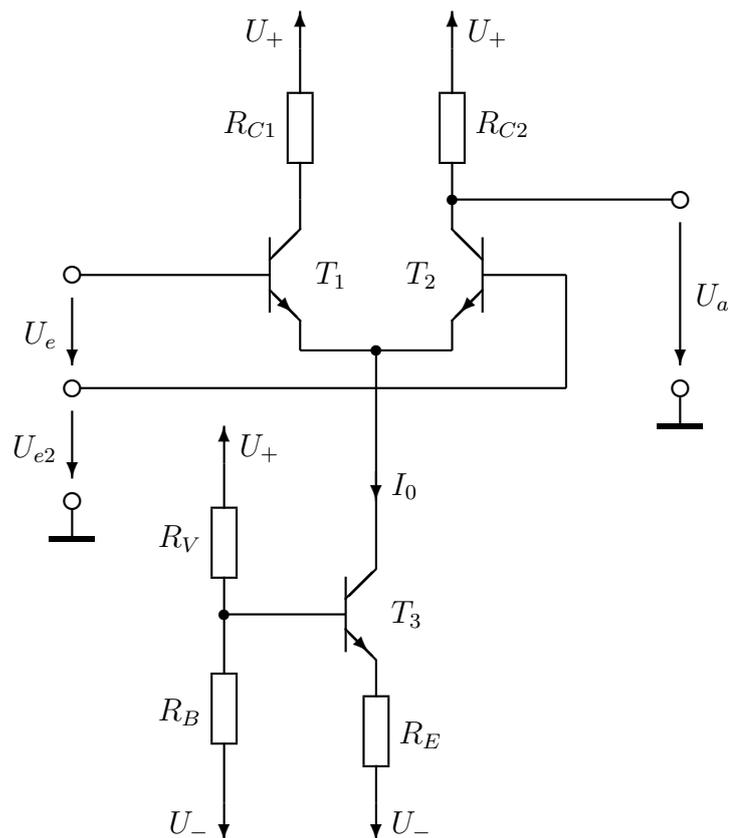
- in der in Beispiel 2.1 dimensionierten Emitterschaltung.
- in der in Beispiel 2.2 dimensionierten Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung.
- in der in Beispiel 2.3 dimensionierten Kollektorschaltung.

2.11) Aussteuerbarkeit des Differenzverstärkers

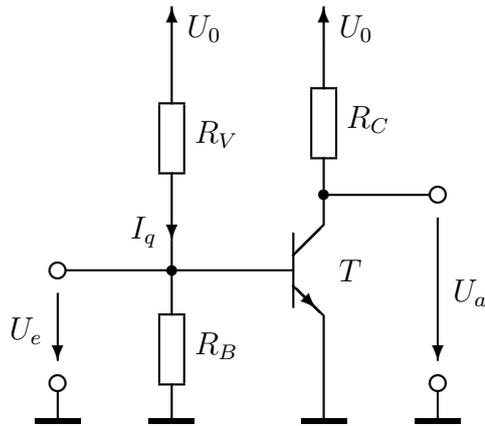
Der Differenzverstärker sei wie in Beispiel 2.8 dimensioniert.

- Bestimmen Sie die maximale Amplitude $|u_a|_{max}$ der Ausgangsspannung bei symmetrischer Aussteuerung um den Arbeitspunkt $U_{e0} = 0\text{ V}$ bei $U_{e2} = 0\text{ V}$.
- Bestimmen Sie die Grenzen der Gleichtakt-Eingangsspannung, $(U_{e2})_{min}$ und $(U_{e2})_{max}$, sodass alle Transistoren im aktiven Betrieb bleiben.

Hinweis: Gleichtakt-Aussteuerung bedeutet, dass an beide Eingänge dieselbe Spannung angelegt wird, d.h. $U_e = 0\text{ V}$.



2.12) Temperaturabhängigkeit des Arbeitspunkts



Gegeben: $U_{a0} = 3\text{ V}$
 $I_{C0} = 10\text{ mA}$
 $I_{q0} = 2\text{ mA}$
 $B \rightarrow \infty$

- a) Dimensionieren Sie die Widerstände R_V , R_B und R_C so, dass der Arbeitspunkt eingestellt wird.
- b) Bei welcher Temperaturänderung ΔT läuft der Transistor in die Übersteuerung?

Hinweis: $\frac{1}{I_C} \frac{dI_C}{dT} \Big|_{U_f=\text{const}} = -\frac{1}{U_T} \frac{dU_f}{dT} \Big|_{I_C=\text{const}}$ (vgl. Vorlesung Halbleiterphysik).

2.13) Abhängigkeit des Arbeitspunkts von Exemplarstreuungen

In der in Beispiel 2.1 dimensionierten Schaltung wird der Transistor gegen ein Exemplar mit einer Stromverstärkung von

- a) $B = 50$
- b) $B = 300$

ausgetauscht. Berechnen Sie in beiden Fällen die Ausgangsspannung U_{a0} .

2.14) Fehler durch Vernachlässigung des Basisstroms

Eine Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung (Beispiel 2.2) sei wie folgt dimensioniert:

$$R_V = 15\text{ k}\Omega, R_B = 5\text{ k}\Omega, R_E = 100\ \Omega, R_C = 250\ \Omega.$$

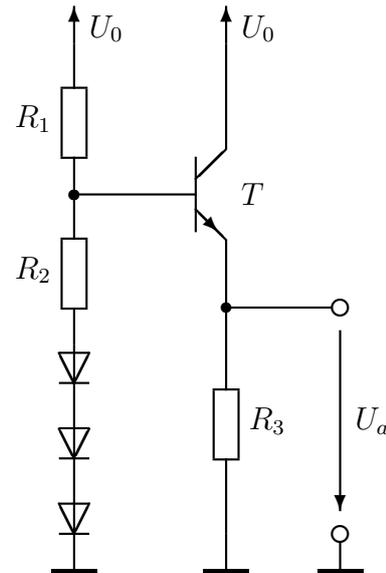
- a) Berechnen Sie die Ausgangsruhespannung U_{a0} unter Vernachlässigung des Basisstroms des Transistors.
- b) Welcher Fehler ΔU_{a0} wird in a) bei einem endlichen Wert der Stromverstärkung ($B = 100$) gemacht?

Hinweis: In diesem Fall muss $I_C \neq I_E$ berücksichtigt werden.

2.15) Temperaturkompensation

Die Kennlinien der Dioden seien identisch mit der Steuerkennlinie des Transistors.

Wie groß muss das Verhältnis der Widerstände R_2/R_1 sein, damit die Ausgangsspannung möglichst temperaturunabhängig ist?



2.16) Parasitäre Transistorkapazitäten

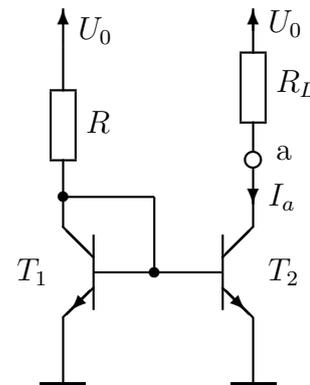
In der in Beispiel 2.1 dimensionierten Emitterschaltung sollen die parasitären Transistorkapazitäten $C_{BE} = 30 \text{ pF}$ und $C_{BC} = 5 \text{ pF}$ berücksichtigt werden. Berechnen Sie die Grenzfrequenz

- der Spannungsverstärkung $v_u = \underline{u}_a / \underline{u}_e$.
- der Abschwächung des Eingangssignals $\underline{u}_e / \underline{u}_G$.
Hinweis: C_{BC} erscheint am Eingang als $\frac{1}{1-v_u} \frac{1}{j\omega C_{BC}}$ (Miller-Effekt).

2.17) Stromspiegel

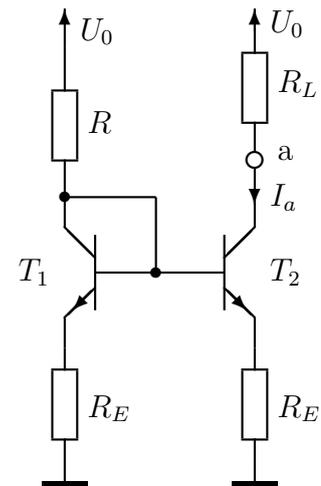
Gegeben: $R = R_L = 1 \text{ k}\Omega$
 T_1 und T_2 identisch

- Berechnen Sie den Stromquellenstrom I_a sowie seinen Temperaturkoeffizienten $TK_{I_a} = \frac{1}{I_a} \frac{dI_a}{dT}$.
- Um welchen Wert ΔI_a ändert sich der Stromquellenstrom, wenn R_L durch einen halb so großen Widerstand $R_L = R/2$ ersetzt wird?
Hinweis: Ersetzen Sie den Stromspiegel bezüglich des Ausgangs a durch eine Stromquelle mit Innenwiderstand r_a und berücksichtigen Sie den Early-Leitwert.
- Wie groß ist der Strom I_a , wenn R_L durch einen doppelt so großen Widerstand $2R_L$ ersetzt wird?
Hinweis: Überlegen Sie anhand der Ausgangskennlinie des Transistors T_2 , wie sich U_{CE2} verhält, wenn R_L kontinuierlich von R auf $2R$ erhöht wird.



2.18) Stromspiegel mit Stromgegenkopplung

Lösen Sie Beispiel 2.17a)b), jedoch mit Widerständen R_E zwischen den Emittern der Transistoren und Masse, deren Werte so gewählt werden, dass an ihnen jeweils $0,5 V$ abfällt.



2.19) Offsetspannung des Differenzverstärkers

In dem in Beispiel 2.8 dimensionierten Differenzverstärker wird der Widerstand R_{C1} kurzgeschlossen. Durch den Early-Leitwert der Transistoren T_1 und T_2 kommt es zu einer Asymmetrie der Schaltung. Welche Spannung (Offsetspannung) muss man am Eingang anlegen, damit die Ausgangsspannung wieder den ursprünglichen Wert annimmt?

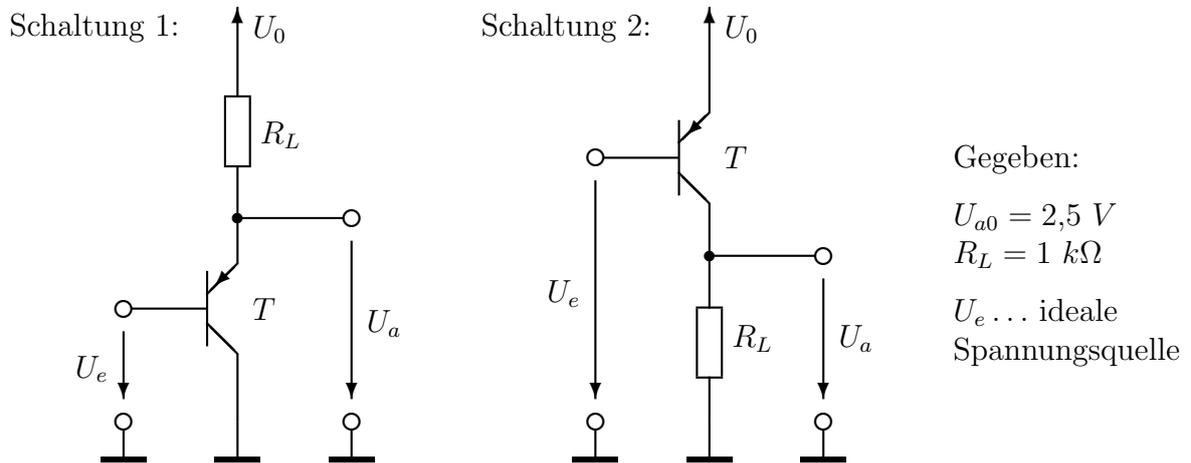
Hinweis: $i_C = g_m u_{BE} + g_{CE} u_{CE}$

2.20) Gleichtaktunterdrückung des Differenzverstärkers

Im Differenzverstärker nach Beispiel 2.11 hängt der Stromquellenstrom I_0 zufolge des Early-Leitwerts von Transistor T_3 von der Gleichtakt-Eingangsspannung U_{e2} ab. Berechnen Sie die Gleichtaktunterdrückung (common mode rejection ratio) $CMRR = |v_u/v_{gl}|$, wobei $v_u = dU_a/dU_e|_{U_{e2}=0}$ die (Differenz-)Spannungsverstärkung und $v_{gl} = dU_a/dU_{e2}|_{U_e=0}$ die Gleichtakt-Spannungsverstärkung ist.

Schaltungen mit pnp-Transistoren

2.21) Grundsaltungen



- Berechnen Sie für jede der Schaltungen das Eingangsruhepotential U_{e0} .
- Bestimmen Sie die Spannungsverstärkung v_u .
- Bestimmen Sie den Eingangswiderstand r_e .
- Bestimmen Sie den Ausgangswiderstand r_a .
- Welche Funktion hat Schaltung 1 bzw. Schaltung 2?

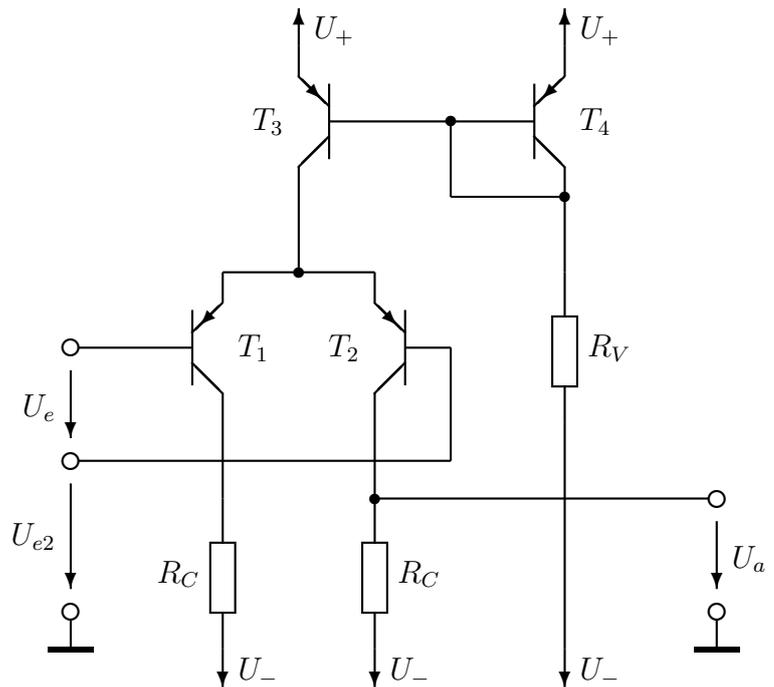
2.22)

Zeichnen Sie die zu den Schaltungen aus Beispiel 2.2, 2.7, 2.8, 2.9, 2.15 und 2.17 analogen Schaltungen mit pnp-Transistoren.

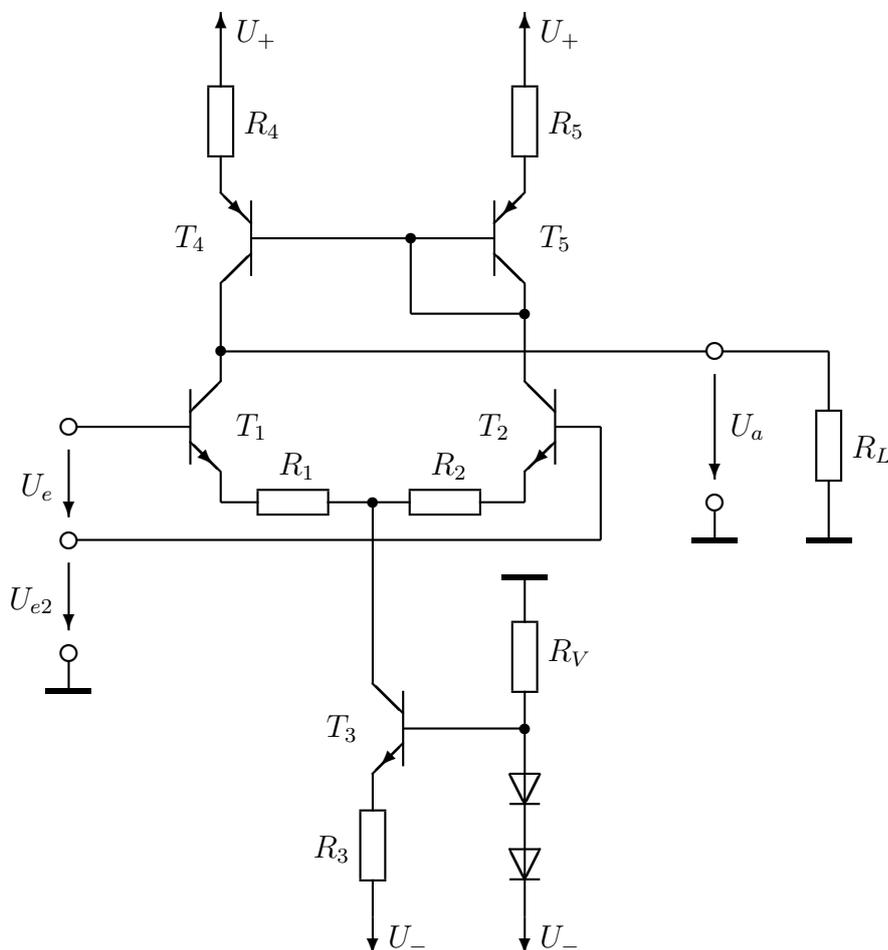
2.23) Differenzverstärker

Gegeben: $R_V = 2\text{ k}\Omega$
 $R_C = 500\ \Omega$

- Berechnen Sie die Ausgangsruhespannung U_{a0} .
- Berechnen Sie die Spannungsverstärkung v_u .
- Bestimmen Sie den Eingangswiderstand r_e .
- Bestimmen Sie den Ausgangswiderstand r_a .
- Bestimmen Sie die minimale bzw. maximale Gleichtakt-Eingangsspannung U_{e2} , sodass alle Transistoren im aktiven Betrieb bleiben.



2.24) Differenzverstärker mit aktiver Last



Gegeben:

$$U_+ = 12\text{ V}$$

$$U_- = -12\text{ V}$$

$$R_1 = R_2 = 100\ \Omega$$

$$R_3 = 300\ \Omega$$

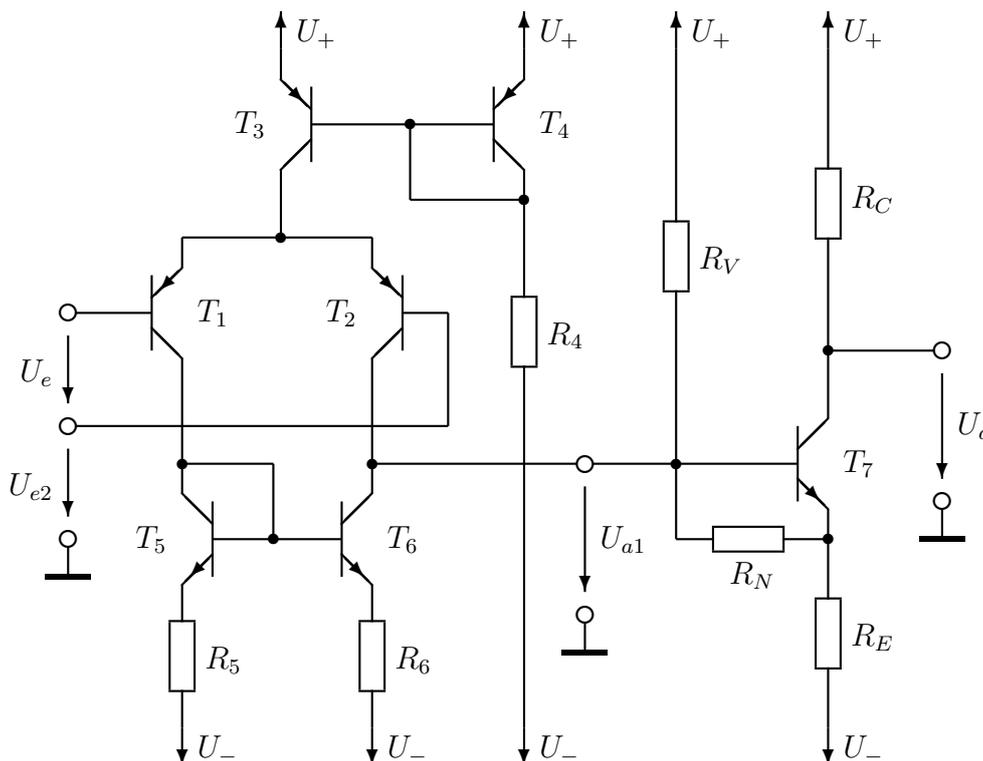
$$R_4 = R_5 = 4\text{ k}\Omega$$

$$R_V = 10\text{ k}\Omega$$

$$R_L = 10\text{ k}\Omega$$

- Bestimmen Sie die Ausgangsruhespannung U_{a0} .
- Berechnen Sie die Spannungsverstärkung v_u .
- Bestimmen Sie den Eingangswiderstand r_e .
- Bestimmen Sie den Ausgangswiderstand r_a .
Hinweis: g_{CE2} und g_{CE3} können vernachlässigt werden.
- Bestimmen Sie die maximale Amplitude $|u_a|_{max}$ der Ausgangsspannung bei symmetrischer Aussteuerung um den Arbeitspunkt und $U_{e2} = 0 V$.
- Bestimmen Sie die minimale Gleichtakt-Eingangsspannung $(U_{e2})_{min}$, sodass bei $U_e = 0 V$ alle Transistoren im aktiven Betrieb bleiben.
- Bestimmen Sie die maximale Gleichtakt-Eingangsspannung $(U_{e2})_{max}$, sodass bei $U_e = 0 V$ alle Transistoren im aktiven Betrieb bleiben.

2.25) Differenzverstärker mit Potentialverschiebung



Gegeben:

$$U_+ = 12 V$$

$$U_- = -12 V$$

$$I_{C1,0} = 100 \mu A$$

$$I_{C2,0} = 100 \mu A$$

$$I_{C7,0} = 1 mA$$

$$U_{e0} = 0 V$$

$$U_{a0} = 0 V$$

$$B_1 = B_2 = 200$$

$$B_3 = B_4 = 500$$

$$R_5 = R_6 = 470 \Omega$$

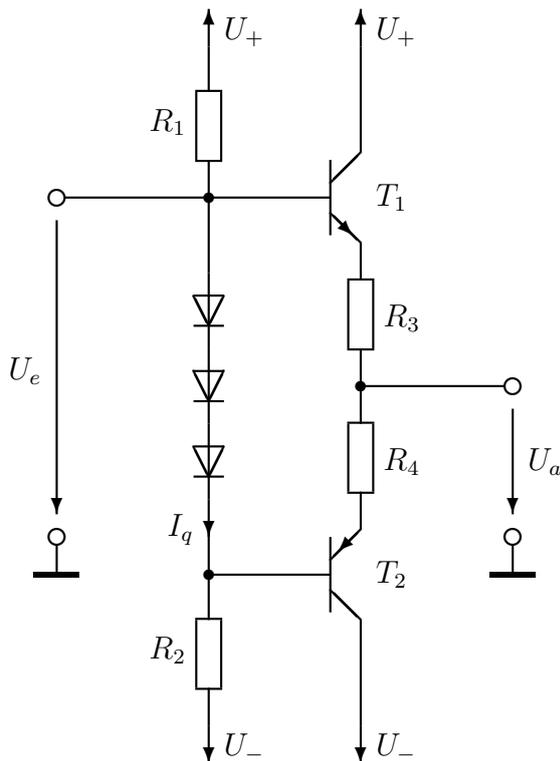
$$R_V = 200 k\Omega$$

$$R_N = 5,8 k\Omega$$

- Dimensionieren Sie R_4 so, dass sich die Kollektorruheströme des Differenzverstärkers einstellen.
- Berechnen Sie das Ausgangsruhepotential $U_{a1,0}$ der ersten Stufe und dimensionieren Sie R_E so, dass sich der Kollektorruhestrom von T_7 einstellt.
Hinweis: $I_{B7} \ll I_{R_N} \ll I_{C7}$.
- Dimensionieren Sie R_C so, dass sich das Ausgangsruhepotential U_{a0} einstellt.

- d) Berechnen Sie den Eingangswiderstand r_e .
- e) Berechnen Sie die Spannungsverstärkung v_u .
Hinweis: Der Eingangswiderstand r_{e2} der 2. Stufe ist der Lastwiderstand der ersten Stufe. Vernachlässigen Sie der Einfachheit halber R_N bei der Berechnung von r_{e2} (Miller-Effekt).

2.26) Komplementärer Emitterfolger



Gegeben:

$$U_+ = 5 \text{ V}$$

$$U_- = 5 \text{ V}$$

$$I_{C1,0} = I_{C2,0} = 10 \text{ mA}$$

$$I_{q0} = 1 \text{ mA}$$

$$U_{a0} = 0 \text{ V}$$

$$R_3 = R_4$$

$$U_f(\text{Diode}) = U_f(\text{Transistor})$$

Die differentiellen Widerstände der Dioden können vernachlässigt werden.

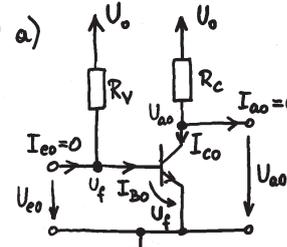
- a) Wie groß ist die Eingangsruhespannung U_{e0} ?
- b) Dimensionieren Sie die Widerstände R_1 und R_2 so, dass der Querstrom I_{q0} fließt.
- c) Dimensionieren Sie die Widerstände R_3 und R_4 so, dass die Kollektorruheströme der Transistoren eingestellt werden.
- d) Berechnen Sie die Spannungsverstärkung v_u .
- e) Berechnen Sie den Eingangswiderstand r_e bei unbelastetem Ausgang.
- f) Berechnen Sie den Ausgangswiderstand r_a , wenn am Eingang eine ideale Spannungsquelle liegt.

Lösungen

- 2.1) a) $R_C = 200 \Omega$, $R_V = 44 k\Omega$.
 b) $v_u = -80$.
 c) $r_e = 248 \Omega$.
 d) $r_a = 200 \Omega$.
- 2.2) a) $R_C = 200 \Omega$, $R_E = 140 \Omega$, $R_B = 1,05 k\Omega$, $R_V = 1,5 k\Omega$.
 b) $v_u = -1,40$.
 c) $r_e = 592 \Omega$.
 d) $r_a = 200 \Omega$.
- 2.3) a) $R_E = 200 \Omega$, $R_B = 1,3 k\Omega$, $R_V = 1,14 k\Omega$.
 b) $v_u = 0,988$.
 c) $r_e = 590 \Omega$.
 d) $r_a = 2,92 \Omega$.
- 2.4) a) $U_{a0} = 7,94 V$.
 b) $f_{g1} = 33,9 Hz$, $f_{g2} = 991 Hz$, $v_u(f \ll f_{g1}) = -5,71$, $v_u(f \gg f_{g2}) = -162$.
- 2.5) a) siehe "Hinweise", $f_{g1} = 2,48 kHz$, $f_{g2} = 156 Hz$.
 b) siehe "Hinweise".
- 2.6) siehe "Hinweise", $f_{g1} = 2,49 kHz$, $f_{g2} = 159 Hz$.
- 2.7) a) $R_C = 333 \Omega$, $R_E = 367 \Omega$.
 b) $v_u = +17,9$.
 c) $r_e = 17,7 \Omega$.
 d) $r_a = 333 \Omega$.
- 2.8) a) $R_{C1} = R_{C2} = 667 \Omega$, $R_E = 233 \Omega$, $R_B = 1,67 k\Omega$, $R_V = 6,35 k\Omega$.
 b) $v_u = +40$.
 c) $r_e = 1,67 k\Omega$.
 d) $r_a = 667 \Omega$.
- 2.9) a) $R_{E1} = 140 \Omega$, $R_{C1} = 540 \Omega$.
 b) $R_{E2} = 996 \Omega$.
 c) $v_{u1} = -3,79$.
 d) $\Delta v_{u1}/v_{u1} = -0,537\%$.
 e) $r_a = 9,46 \Omega$.
- 2.10) a) $|u_a|_{max} = 2 V$.
 b) $|u_a|_{max} = 0,875 V$.
 c) $|u_a|_{max} = 2 V$.
- 2.11) a) $|u_a|_{max} = 2 V$.
 b) $(U_{e2})_{min} = -2,9 V$, $(U_{e2})_{max} = 3,5 V$.
- 2.12) a) $R_C = 200 \Omega$, $R_B = 300 \Omega$, $R_V = 2,2 k\Omega$.
 b) $\Delta T = 20,1^\circ C$.
- 2.13) a) $U_{a0} = 4 V$.
 b) $U_{a0} = 0,1 V$.

- 2.14) a) $U_{a0} = 3,375 \text{ V}$.
b) $\Delta U_{a0} = 0,452 \text{ V}$.
- 2.15) $R_2/R_1 = 2$.
- 2.16) a) $f_{g1} = 159 \text{ MHz}$.
b) $f_{g2} = 8,78 \text{ MHz}$.
- 2.17) a) $I_a = 4,4 \text{ mA}$, $TK_{I_a} = 0,0409 \text{ \%}/K$.
b) $\Delta I_a = 94,8 \text{ }\mu\text{A}$.
c) $I_a = 2,45 \text{ mA}$.
- 2.18) a) $I_a = 3,9 \text{ mA}$, $TK_{I_a} = 0,0409 \text{ \%}/K$.
b) $\Delta I_a = 3,62 \text{ }\mu\text{A}$.
- 2.19) $U_{e0} = -0,5 \text{ mV}$.
- 2.20) $CMRR = 1,14 \cdot 10^5$.
- 2.21) Schaltung 1: $U_{e0} = 1,9 \text{ V}$, $v_u = 0,990$, $r_e = 101 \text{ k}\Omega$, $r_a = 9,90 \text{ }\Omega$, Emitterfolger.
Schaltung 2: $U_{e0} = 4,4 \text{ V}$, $v_u = -100$, $r_e = 1 \text{ k}\Omega$, $r_a = 1 \text{ k}\Omega$, Emitterschaltung.
- 2.22) siehe "Hinweise".
- 2.23) a) $U_{a0} = -3,825 \text{ V}$.
b) $v_u = +23,5$.
c) $r_e = 2,13 \text{ k}\Omega$.
d) $r_a = 500 \text{ }\Omega$.
e) $(U_e)_{min} = -4,325 \text{ V}$, $(U_e)_{max} = 4,3 \text{ V}$.
- 2.24) a) $U_{a0} = 0 \text{ V}$.
b) $v_u = -80$.
c) $r_e = 25 \text{ k}\Omega$.
d) $r_a = 485 \text{ k}\Omega$.
e) $|u_a|_{max} = 0,494 \text{ V}$.
f) $(U_{e2})_{min} = -10,7 \text{ V}$.
g) $(U_{e2})_{max} = 0,5 \text{ V}$.
- 2.25) a) $R_4 = 117 \text{ k}\Omega$.
b) $U_{a1,0} = -8,69 \text{ V}$, $R_E = 2,71 \text{ k}\Omega$.
c) $R_C = 12 \text{ k}\Omega$.
d) $r_e = 100 \text{ k}\Omega$.
e) $v_u = -2030$.
- 2.26) a) $U_{e0} = 0,9 \text{ V}$.
b) $R_1 = R_2 = 3,73 \text{ k}\Omega$.
c) $R_3 = R_4 = 30 \text{ }\Omega$.
d) $v_u = 1$.
e) $r_e = 1,86 \text{ }\Omega$.
f) $r_a = 16,25 \text{ }\Omega$.

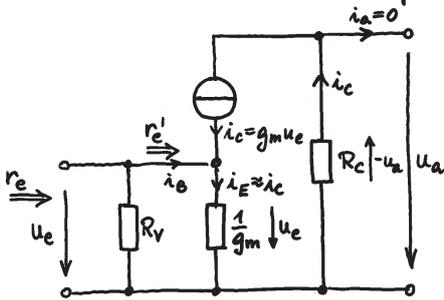
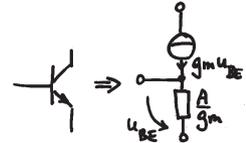
Hinweise

2.1) a)  für Arbeitspunkt: $U_{BE} = U_f$ fest annehmen, $C = \text{Unterbrechung}$

$R_C = \frac{U_o - U_{ao}}{I_{Co}}$; $I_{Bo} = \frac{I_{Co}}{\beta}$; $R_V = \frac{U_o - U_f}{I_{Bo}}$

(Schlechte Schaltung, da R_V von β abhängig)

Für Kleinsignalverhalten Kleinsignal-Ersatzschaltbild des Transistors verwenden und alle Gleichspannungsquellen null setzen.



b) Spannungsverstärkung:

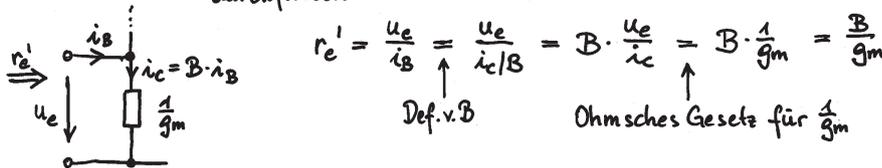
- $i_E \approx i_C$ setzen
- $u_{BE} = u_e$ beachten
- $\frac{1}{g_m}$ und R_C werden vom selben Strom durchflossen. Daher verhalten sich die Spannungen wie die Widerstände. Bezugsrichtungen beachten!

$A \approx -1, g_m = \frac{I_{Co}}{U_T}$

$v_u = \frac{u_a}{u_e} = - \frac{(-u_a)}{u_e} = - \frac{R_C}{\frac{1}{g_m}} = -g_m R_C$

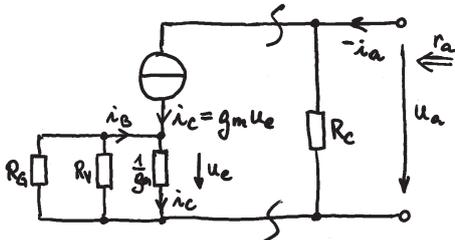
c) Eingangswiderstand: $r_e = R_V \parallel r_e'$

Vorsicht! Wegen Stromquelle wird $\frac{1}{g_m}$ nicht von i_B sondern von $i_C = \beta \cdot i_B$ durchflossen



d) Ausgangswiderstand: Für die Berechnung des Ausgangswiderstandes $u_e = 0$ setzen.

C wirkt wie ein Kurzschluß

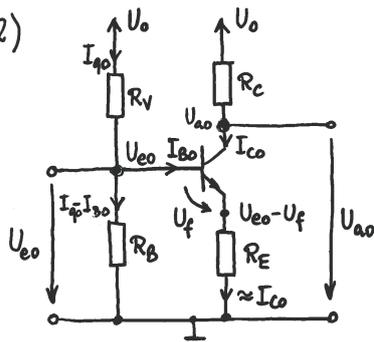


Aus Schaltbild: $u_e = \frac{1}{g_m} i_C = - (R_C \parallel R_V) \cdot i_B = - (R_C \parallel R_V) \frac{i_C}{\beta}$

Da $\frac{1}{g_m} \neq - (R_C \parallel R_V) / \beta \Rightarrow i_C = 0$

$\Rightarrow r_a = R_C$

2.2)



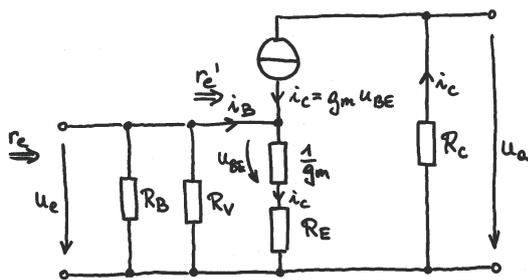
a) Arbeitspunkt :

$$R_C = \frac{U_o - U_{a0}}{I_{C0}} ; \quad R_E = \frac{U_{e0} - U_f}{I_{C0}}$$

$$I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta} = 100 \mu A, \quad I_{R_{B0}} = I_{q0} - I_{B0}$$

(da β nicht gut bestimmt und $I_{B0} \ll I_{q0}$, kann man auch mit $I_{R_{B0}} = I_{q0}$ weiterrechnen)

$$R_B = \frac{U_{e0}}{I_{q0} - I_{B0}} ; \quad R_V = \frac{U_o - U_{e0}}{I_{q0}}$$



b) Spannungsverstärkung :

u_e fällt an $\frac{1}{g_m} + R_E$ ab, $-u_a$ an R_C .

Durch beide Widerstände fließt derselbe Strom.

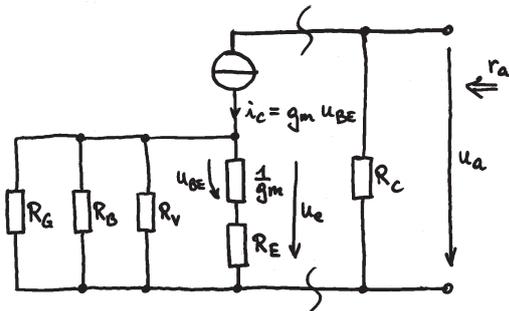
$$\Rightarrow v_u = \frac{u_a}{u_e} = - \frac{R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E}$$

c) Eingangswiderstand : $r_e = R_B \parallel R_V \parallel r_e'$

$$r_e' = \frac{u_e}{i_B} = \frac{u_e}{i_c / \beta} = \beta \cdot \frac{u_e}{i_c} = \beta \cdot \left(\frac{1}{g_m} + R_E \right)$$

Definition von β

Ohmsches Gesetz für $\left(\frac{1}{g_m} + R_E \right)$

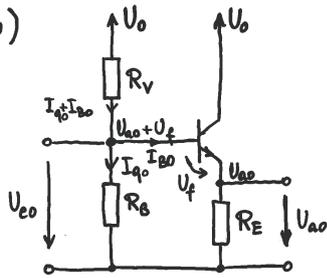


d) Ausgangswiderstand :

$u_e = 0$ (Argumentation wie in Beispiel 2.1)

$$\Rightarrow u_{BE} = 0 \Rightarrow i_c = 0 \Rightarrow r_a = R_C$$

2.3)



a) Arbeitspunkt:

$$R_E = \frac{U_{ao}}{I_{C0}} ; R_B = \frac{U_{ao} + U_f}{I_{Q0}}$$

$$I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta} = 100 \mu A , I_{R_V} = I_{Q0} + I_{B0}$$

$$R_V = \frac{U_{E0} - (U_{ao} + U_f)}{I_{Q0} + I_{B0}}$$

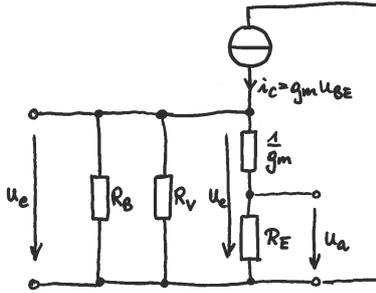
b) Spannungsverstärkung:

u_e fällt an $\frac{1}{g_m} + R_E$ ab, u_a an R_E .

Durch beide Widerstände fließt derselbe Strom.

$$\Rightarrow v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_E}{\frac{1}{g_m} + R_E} \quad (\approx \frac{R_E}{R_E} = 1)$$

c) Eingangswiderstand: $r_e = R_B \parallel R_V \parallel \beta \cdot (\frac{1}{g_m} + R_E)$
(wie bei Beispiel 2.2)

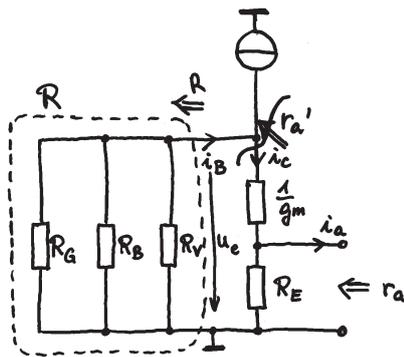


d) Ausgangswiderstand: $r_a = R_E \parallel (\frac{1}{g_m} + r_a')$

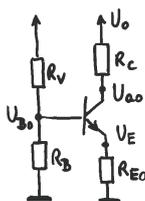
Vorsicht! Durch $R = R_G \parallel R_B \parallel R_V$ fließt nicht derselbe Strom wie durch $\frac{1}{g_m}$. r_a' ist auf i_c zu beziehen:

$$r_a' = \frac{u_e}{-i_c} = \frac{u_e}{-\beta \cdot i_b} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{u_e}{-i_b} = \frac{1}{\beta} \cdot R = \frac{1}{\beta} \cdot (R_G \parallel R_B \parallel R_V)$$

Definition von β Ohmsches Gesetz für R



2.4) a)



Unter Vernachlässigung des Basisstroms:

$$U_{B0} = \frac{R_V}{R_V + R_B} \cdot U_{E0} , U_{E0} = U_{B0} - U_f , I_{C0} = \frac{U_{E0}}{R_E} , U_{ao} = U_o - I_{C0} R_C$$

b) wie Beispiel 2.3, jedoch $R_E \rightarrow R_E \parallel \frac{1}{j\omega C_E} = \dots = \frac{R_E}{1 + j\omega R_E C_E}$

$$v_u = - \frac{R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E \parallel \frac{1}{j\omega C_E}} = \dots = - \frac{R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E} \cdot \frac{1 + j\omega/\omega_{g1}}{1 + j\omega/\omega_{g2}}$$

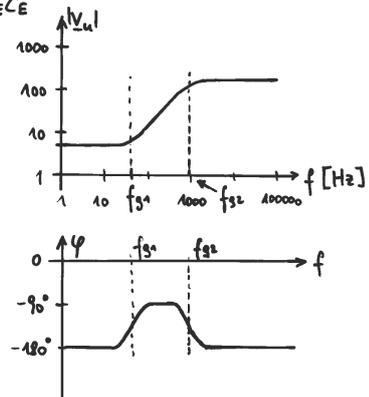
$$\text{mit } \omega_{g1} = \frac{1}{R_E C_E} , \omega_{g2} = \frac{1}{(\frac{1}{g_m} \parallel R_E) C_E} \quad (\gg \omega_{g1})$$

$$\omega \ll \omega_{g1} : v_u = - \frac{R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E} \dots |v_u| = \frac{R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E} , \varphi = -180^\circ$$

$$\omega_{g1} \ll \omega \ll \omega_{g2} : v_u = - \frac{R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E} j \frac{\omega}{\omega_{g1}} \dots |v_u| \sim \omega , \varphi = -90^\circ$$

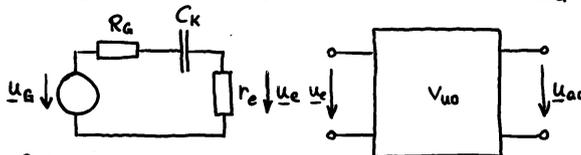
$$\omega \gg \omega_{g2} : v_u = -g_m R_C \dots |v_u| = g_m R_C , \varphi = -180^\circ$$

$$f_g = \max(f_{g1}, f_{g2})$$



2.5) Wir bezeichnen v_u aus Beispiel 2.2 mit v_{uo} , $v_{uo} = \frac{u_{ao}}{u_e}$ bei offenem Ausgang
 Aus Beispiel 2.2: $v_{uo} = -1,40$, $r_e = 592 \Omega$, $r_a = 200 \Omega$

a) Zerlege Verstärkung in 3 Teile: $\underline{v}_{ul} = \frac{u_L}{u_G} = \frac{u_e}{u_G} \cdot \frac{u_{ao}}{u_e} \cdot \frac{u_L}{u_{ao}}$



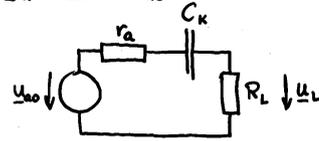
Schaltung bzgl. Generator durch r_e ersetzen

$$\frac{u_e}{u_G} = \frac{r_e}{r_e + R_G + \frac{1}{j\omega C_K}} = \frac{r_e}{r_e + R_G} \cdot \frac{j\omega_{g1}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{g1}}}$$

mit $\omega_{g1} = \frac{1}{(r_e + R_G)C_K}$

$$\omega \rightarrow \infty: v_{uo} = \frac{r_e}{r_e + R_G} \cdot v_{uo} \cdot \frac{R_L}{r_a + R_L}$$

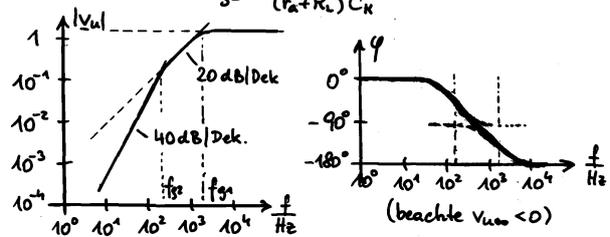
$$\underline{v}_u(\omega) = v_{uo} \cdot \frac{j\omega_{g1}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{g1}}} \cdot \frac{j\omega_{g2}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{g2}}}$$



Schaltung bzgl. Last durch Leerlaufspannung und r_a ersetzen

$$\frac{u_L}{u_{ao}} = \frac{R_L}{r_a + R_L + \frac{1}{j\omega C_K}} = \frac{R_L}{r_a + R_L} \cdot \frac{j\omega_{g2}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{g2}}}$$

mit $\omega_{g2} = \frac{1}{(r_a + R_L)C_K}$



b)

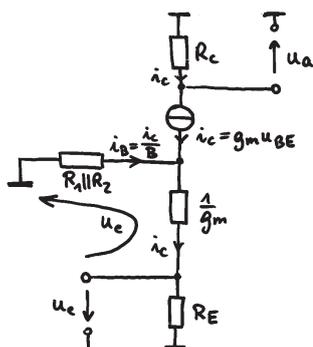
$$\omega \ll \omega_{g2}: \underline{v}_u(\omega) = |v_{uo}| \frac{\omega^2}{\omega_{g1}\omega_{g2}} \quad \dots \quad |\underline{v}_u| = |v_{uo}| \cdot \frac{\omega^2}{\omega_{g1}\omega_{g2}} \quad \varphi = 0$$

$$\omega_{g2} \ll \omega \ll \omega_{g1}: \underline{v}_u(\omega) = -|v_{uo}| \cdot j \frac{\omega}{\omega_{g1}} \quad \dots \quad |\underline{v}_u| = |v_{uo}| \cdot \frac{\omega}{\omega_{g1}} \quad \varphi = -90^\circ$$

$$\omega \gg \omega_{g1}: \underline{v}_u(\omega) = -|v_{uo}| \quad \dots \quad |\underline{v}_u| = |v_{uo}| \quad \varphi = -180^\circ$$

2.6) wie Beispiel 2.5). Auch zahlenmäßig fast gleich, da r_e sehr ähnlich und r_a vernachlässigbar
 Unterschiede: $v_u(\omega \rightarrow \infty) = 0,998$; $\varphi(\omega \rightarrow 0) = +180^\circ$, $\varphi(\omega \rightarrow \infty) = 0^\circ$ wegen $v_{uo} > 0$

2.7) a) $R_C = \frac{U_o - U_{ao}}{I_{c0}}$, $R_E = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_o - U_f \right) / I_{c0}$



b) $u_e = -\frac{1}{g_m} i_c - (R_1 || R_2) \frac{i_c}{\beta} \Rightarrow i_c = -\frac{u_e}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{\beta} (R_1 || R_2)}$

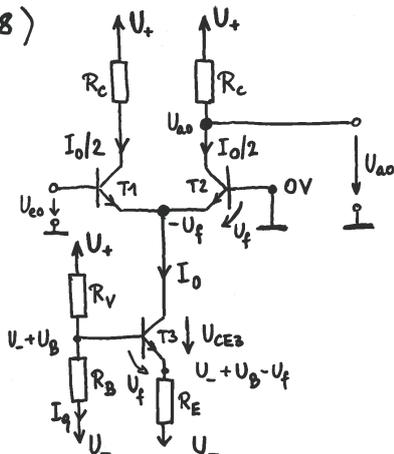
$$u_a = -i_c R_C$$

$$v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_C}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{\beta} (R_1 || R_2)}$$

c) $r_e = R_E || \left(\frac{1}{g_m} + \frac{1}{\beta} (R_1 || R_2) \right)$

d) $r_a = R_C$

2.8)



a) Arbeitspunkt:

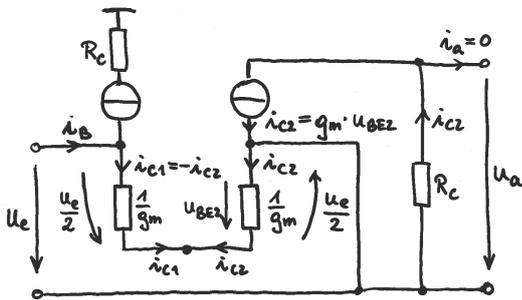
Wegen $U_{e0} = 0$ muß sich $I_{C3,0}$ zu gleichen Teilen auf T1 und T2 aufteilen: $I_{C1,0} = I_{C2,0} = \frac{I_0}{2}$

$$R_C = \frac{U_+ - U_{a0}}{I_{C2,0}} \quad I_q = 20 I_{B3,0} = \frac{20 I_0}{\beta}$$

$$R_E = \frac{(U_- + U_B - U_f) - U_-}{I_0}; \quad R_B = \frac{(U_- + U_B) - U_-}{I_q}; \quad R_V = \frac{U_- - (U_- + U_B)}{I_q + I_{B3,0}}$$

für Kleinsignalanalyse: $g_{m1} = \frac{I_{C1,0}}{U_T}; \quad g_{m2} = \frac{I_{C2,0}}{U_T}$

Bezeichne $g_m := g_{m1} = g_{m2}$



b) Spannungsverstärkung:

Wegen $g_{CE3} = 0$ ist die Stromquelle T3 ideal und kann im Kleinsignal-ESB weggelassen werden.

Knotenregel $\Rightarrow i_{c1} = -i_{c2}$

Wegen $\frac{1}{g_{m1}} = \frac{1}{g_{m2}}$ teilt sich Spannung u_e zu gleichen Teilen auf $\frac{1}{g_{m1}}$ und $\frac{1}{g_{m2}}$ auf: $u_{BE2} = -\frac{u_e}{2}$

$$u_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{-i_{c2} R_C}{u_e} = \frac{-g_m u_{BE2} R_E}{u_e} = \frac{-g_m (-\frac{u_e}{2}) R_C}{u_e} = \frac{g_m R_C}{2}$$

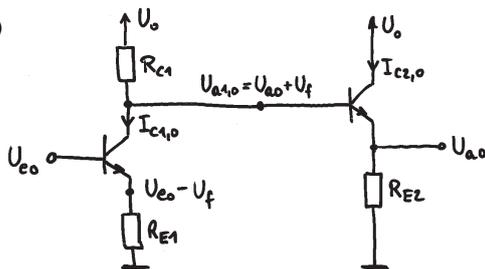
c) Eingangswiderstand: Durch $\frac{1}{g_m}$ fließt nicht derselbe Strom wie am Eingang

$$r_e = \frac{u_e}{i_{B1}} = \frac{u_e}{i_{c1}/\beta} = \beta \cdot \frac{u_e}{i_{c1}} = \beta \cdot \left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}} \right) = \frac{2\beta}{g_m}$$

Ohmsches Gesetz für $(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}})$

d) Ausgangswiderstand: $r_a = R_C$ (wie Emitterschaltung)

2.9) a)



$$R_{E1} = \frac{U_{e0} - U_f}{I_{C1,0}}$$

$$R_{C1} = \frac{U_o - (U_{a0} + U_f)}{I_{C1,0}}$$

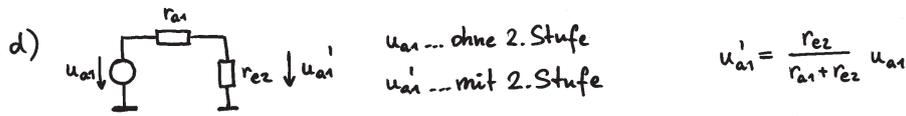
b) wie Beispiel 2.3): $r_{e2} = \beta \left(\frac{1}{g_{m2}} + R_{E2} \right)$

$$\frac{1}{g_{m2}} = \frac{U_T}{I_{C2,0}}$$

$$R_{E2} = \frac{U_{a0}}{I_{C2,0}}$$

$$\Rightarrow I_{C2,0} = \beta \cdot \frac{U_T + U_{a0}}{r_{e2}} \quad \Rightarrow R_{E2}$$

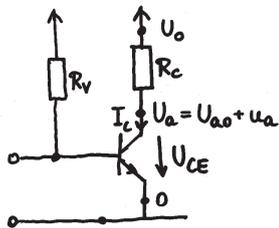
c) wie Beispiel 2.2): $v_{u1} = -\frac{R_{c1}}{\frac{1}{g_{m1}} + R_{E1}}$ $\frac{1}{g_{m1}} = \frac{U_T}{I_{C10}}$



$$\frac{\Delta v_{u1}}{v_{u1}} = \frac{v_{u1}' - v_{u1}}{v_{u1}} = \frac{v_{u1}'}{v_{u1}} - 1 = \frac{u_{a1}' / u_e}{u_{a1} / u_e} - 1 = \frac{u_{a1}'}{u_{a1}} - 1 = -\frac{r_{a1}}{r_{a1} + r_{e2}}$$

e) wie Beispiel 2.3): $r_a = R_{E2} \parallel \left(\frac{1}{g_{m2}} + \frac{r_{a1}}{\beta} \right)$

2.10) a) Aussteuerbarkeit: Damit der Transistor im aktiven Betriebszustand bleibt, muß gelten: 1) $I_C > 0$, 2) $U_{CE} > U_{CEsat}$

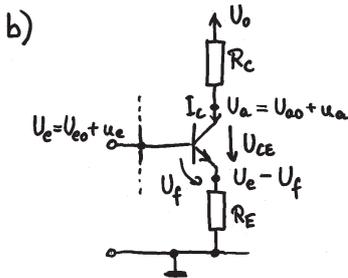
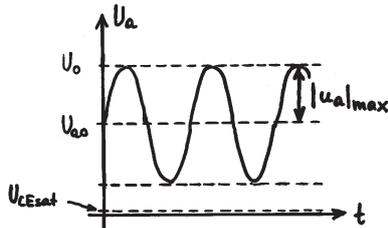


1) $I_C = \frac{U_o - U_a}{R_C} = \frac{U_o - (U_{a0} + u_a)}{R_C} > 0 \Rightarrow u_a < U_o - U_{a0} = 2V$

2) $U_{CE} = U_a = U_{a0} + u_a > U_{CEsat} \Rightarrow u_a > U_{CEsat} - U_{a0} = -2,9V$
 bzw. $|u_a| < 2,9V$

Da der Transistor bei symmetrischer Aussteuerung (z.B. $u_a(t) = \hat{u}_a \cdot \sin \omega t$) immer im aktiven Betriebszustand bleiben soll, muß die schärfere Bedingung genommen werden:

$$|u_a|_{max} = 2V$$



Aussteuerbarkeit:

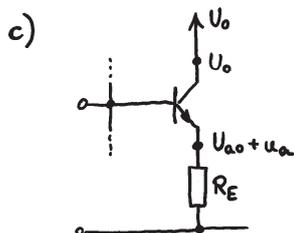
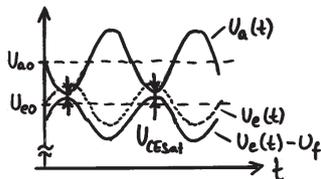
1) $I_C > 0 \Rightarrow u_a < 2V$ (wie a)

2) $U_{CE} = U_a - (U_e - U_f) = U_{a0} + u_a - U_{e0} - u_e + U_f > U_{CEsat}$

Da Aussteuerbarkeit des Ausgangs gefragt ist, u_e durch $\frac{u_a}{\beta}$ ersetzen

$$\Rightarrow u_a > \frac{U_{CEsat} - U_{a0} + U_{e0} - U_f}{1 - \frac{1}{\beta}} = -0,875V, |u_a| < 0,875V$$

Schärfere Bedingung: $|u_a|_{max} = 0,875V$



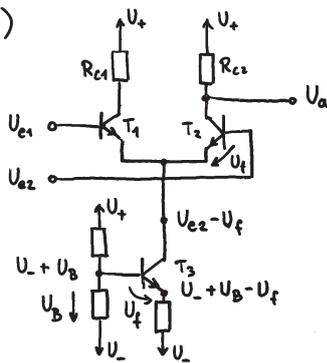
Aussteuerbarkeit:

1) $I_C = \frac{U_a}{R_E} = \frac{U_{a0} + u_a}{R_E} > 0 \Rightarrow u_a > -U_{a0} = -2V, |u_a| < 2V$

2) $U_{CE} = U_o - (U_{a0} + u_a) > U_{CEsat} \Rightarrow u_a < U_o - U_{CEsat} - U_{a0} = 2,9V$

Schärfere Bedingung: $|u_a|_{max} = 2V$

2.11)



a) $T_2: I_{C2} > 0 \Rightarrow I_{C2} = \frac{U_+ - (U_{A0} + u_a)}{R_{C2}} > 0 \Rightarrow u_a < U_+ - U_{A0} = +2V$

$U_{CE2} > U_{CEsat} \Rightarrow U_{CE2} = (U_{A0} + u_a) - (-U_f) > U_{CEsat} \Rightarrow u_a > -U_{A0} - U_f + U_{CEsat} = -3,5V$

T_1 : mit $I_{C1} + I_{C2} = I_0$ erhält man analog: $u_a > -2V, u_a < 3,5V$
 T_3 immer aktiv, da U_{CE3} und I_0 unabhängig von u_a
 $\Rightarrow |u_a|_{max} = 2V$ (schärfste Bedingung)

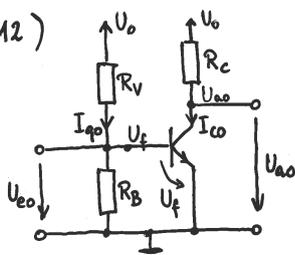
b) $U_{e1} = U_{e2} \Rightarrow U_a = U_{A0}$ unabhängig von U_{e2}

$T_2: U_{CE2} = U_{A0} - (U_{e2} - U_f) > U_{CEsat} \Rightarrow U_{e2} < U_{A0} + U_f - U_{CEsat} = 3,5V$

T_1 : selbes Ergebnis

$T_3: U_{CE3} = (U_{e2} - U_f) - (U_- + U_B - U_f) > U_{CEsat} \Rightarrow U_{e2} > U_- + U_B + U_{CEsat} = -2,9V$

2.12)



a) Arbeitspunkt: $R_C = \frac{U_0 - U_{A0}}{I_{C0}}$; $R_B = \frac{U_f}{I_{B0}}$; $R_V = \frac{U_0 - U_f}{I_{B0}}$

b) Wann tritt Übersteuerung auf?

$U_{CE} = U_a = U_{CEsat}$, $U_a = U_0 - R_C I_C$, $I_C(\Delta T) = I_{C0} + \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{I_C=I_{C0}} \cdot \Delta T$

$\frac{1}{I_C} \cdot \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_f=const} = -\frac{1}{U_T} \cdot \left. \frac{dU_f}{dT} \right|_{I_C=const}$ (lt. Hinweis) $\Rightarrow \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{I_C=I_{C0}} = -\frac{I_{C0}}{U_T} \cdot \frac{dU_f}{dT}$

2.13) a) $U_a = U_0 - R_C \cdot I_C = U_0 - R_C \cdot \beta \cdot I_B = 4V$

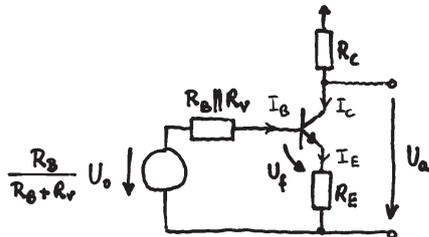
$I_B = \frac{U_0 - U_f}{R_V}$... fest

b) $U_a = \dots = U_0 - R_C \cdot \beta \cdot I_B = -1V$... unmöglich, da $U_a \geq U_{CEsat}$ sein muß

Welche Spannung stellt sich wirklich ein? Wenn I_B von einem kleineren Wert ansteigt, sinkt U_a gemäß obiger Gleichung ab, bis $U_a = U_{CEsat}$ erreicht ist.

Danach kann U_a nicht weiter sinken, da der Transistor im Übersteuerungsbereich ist $\Rightarrow U_a = U_{CEsat}$ ($I_C = \beta \cdot I_B$ ist im Übersteuerungsbereich nicht gültig)

2.14)

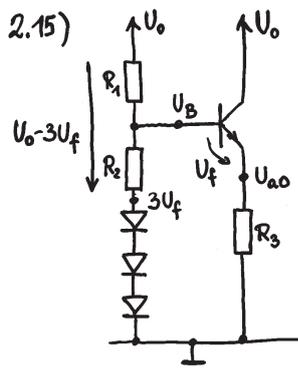


Ersetze Spannungsteiler $R_V: R_B$ durch Spannungsquelle mit Innenwiderstand

$\frac{R_B}{R_B + R_V} U_0 = (R_B || R_V) \cdot I_B + U_f + R_E \cdot I_E \Rightarrow I_C$
 $\uparrow \quad \uparrow$
 $I_C / \beta \quad = I_C + I_B = (1 + \frac{1}{\beta}) \cdot I_C$

$U_a = U_0 - R_C I_C$

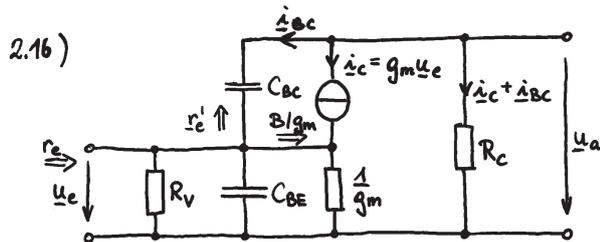
Bemerkung: Der Fehler ist groß, da I_q zu klein ist.



$$U_{ao} = U_B - U_f = 3U_f + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (U_o - 3U_f) - U_f = (2 - 3x) \cdot U_f + x \cdot U_o$$

Da nur U_f temperaturabhängig ist, ist U_{ao} genau dann temperaturstabil, wenn der Koeffizient bei U_f verschwindet.

$$\Rightarrow x = \frac{2}{3}$$



a)

$$U_a = -R_c (i_c + i_{bc}) = -R_c (g_m U_e + j\omega C_{bc} (U_a - U_e))$$

$$U_a (1 + j\omega R_c C_{bc}) = -U_e (g_m R_c - j\omega R_c C_{bc})$$

$$U_a = \frac{U_e}{U_e} = -g_m R_c \cdot \frac{1 - j\frac{\omega}{\omega_{g1}}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}}}$$

mit $\omega_{g1} = \frac{1}{g_m C_{bc}}$ und $\omega_{p1} = \frac{1}{R_c C_{bc}}$

Wegen $\omega_{g1} \gg \omega_{p1}$ ist ω_{p1} relevant.

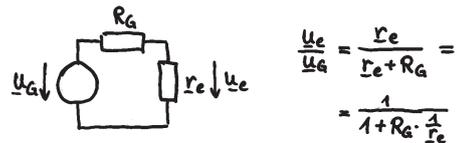
b) C_{ce} liegt zwischen Ausgang und Eingang \Rightarrow Miller-Effekt *)

$$r_e = R_v \parallel \frac{B}{g_m} \parallel \frac{1}{j\omega C_{be}} \parallel \frac{1}{1 - \nu_u} \cdot \frac{1}{j\omega C_{ce}}$$

$R_v \gg \frac{B}{g_m}$

(komplexer Wert von C_{ce} Miller-Effekt)

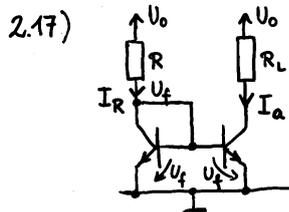
$$\frac{1}{r_e} = \frac{1}{R_v} + \frac{g_m}{B} + j\omega (C_{be} + (1 - \nu_u) C_{ce})$$



Da Grenzfrequenz von $\frac{U_e}{U_a} \ll$ jene von ν_u , kann $\nu_u(\omega=0) = -g_m R_c$ verwendet werden

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{1}{1 + \frac{g_m R_c}{B}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{R_c \cdot (C_{be} + (1 - \nu_u) C_{ce})}{1 + \frac{g_m R_c}{B}}}$$

$$*) r_e' = \frac{U_e}{-i_{bc}} = \frac{U_e}{U_e - U_a} \cdot \frac{U_e - U_a}{-i_{bc}} = \frac{1}{1 - \nu_u} \cdot \frac{1}{j\omega C_{bc}}$$



a) Stromspiegel: gleiche Transistoren, gleiche Flußspannungen \Rightarrow

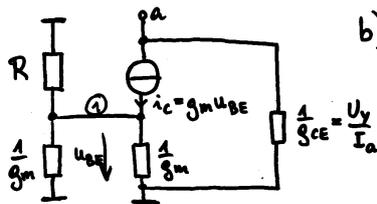
\Rightarrow gleiche Kollektorströme: $I_a = I_R$

$$\Rightarrow TK_{I_a} = TK_{I_R}$$

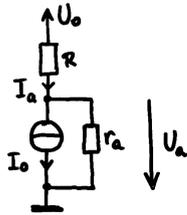
$$I_R = \frac{U_o - U_f}{R}; \quad \frac{dI_R}{dT} = -\frac{1}{R} \frac{dU_f}{dT}; \quad TK_{I_R} = \frac{1}{I_R} \frac{dI_R}{dT} = -\frac{1}{R I_R} \cdot \frac{dU_f}{dT}$$

$R \cdot I_R$ ist gerade der Spannungsabfall an $R \Rightarrow$

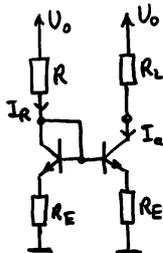
$$TK_{I_a} = TK_{I_R} = -\frac{1}{U_o - U_f} \cdot \frac{dU_f}{dT}$$



- b) T_1 wirkt wie Diode mit Leitwert g_m
 Knotenregel ①: $i_c (-g_m u_{BE}) = g_m u_{BE} + g_{CE} u_{CE} + \frac{1}{R} u_{BE}$
 $\Rightarrow u_{BE} = 0 \Rightarrow i_c = 0$
 \Rightarrow am Ausgang ist nur $r_a = \frac{1}{g_{CE}}$ sichtbar
- $R_L = R$: $I_a = I_0 + \frac{U_a}{r_a} = I_0 + \frac{U_0 - I_a R}{r_a} \Rightarrow I_0 = I_a \left(1 + \frac{R}{r_a}\right) - \frac{U_0}{r_a}$
 $R_L = \frac{1}{2} R$: $I_a' = I_0 + \frac{U_0 - I_a' R/2}{r_a} \Rightarrow I_a' = \left(I_0 + \frac{U_0}{r_a}\right) / \left(1 + \frac{R}{2r_a}\right) = I_a \cdot \frac{1 + \frac{R}{r_a}}{1 + \frac{R}{2r_a}}$
- c) bei $R_L = 2R$ sinkt U_a ab: bei konstantem I_a rechnerisch auf $U_a'' = U_0 - 2R \cdot I_a = -3,8V \Rightarrow$ nicht möglich, $U_a = U_{CEsat}$,
 Schaltung nicht mehr Stromspiegel, I_a'' durch Ohmsches Gesetz:
 $I_a'' = \frac{U_0 - U_{CEsat}}{R_L}$



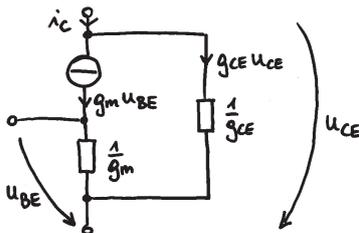
2.18)



- a) aus Symmetriegründen wieder $I_a = I_R$
 $U_0 = I_R R + U_f + \frac{I_R \cdot R_E}{0,5V} \Rightarrow I_R = \frac{U_0 - U_f - 0,5V}{R}$, $R_E = \frac{0,5V}{I_R}$
 R_E fixiert: $U_0 = I_R \cdot R + U_f + I_R R_E \Rightarrow I_R = \frac{U_0 - U_f}{R + R_E}$
 $\frac{dI_R}{dT} = -\frac{1}{R + R_E} \frac{dU_f}{dT}$, $TK_{I_a} = TK_{I_R} = \frac{1}{I_R} \frac{dI_R}{dT} = -\frac{1}{U_0 - U_f} \frac{dU_f}{dT}$

b) $r_a = \frac{1}{g_{CE}} (1 + g_m R_E) \Rightarrow$ wie 2.17b), nur mit größerem r_a

2.19)



Allgemein gilt: $i_c = g_m u_{BE} + g_{CE} u_{CE}$
 Für Transistoren 1 und 2 der Schaltung:

$$i_{c1} = g_m u_{BE1} + g_{CE} u_{CE1} \quad (1)$$

$$i_{c2} = g_m u_{BE2} + g_{CE} u_{CE2} \quad (2)$$

Bezeichne mit Kleinbuchstaben die Änderungen zufolge des Kurzschließens von R_{C1} :

vor dem Kurzschließen: $U_{CE1} = U_{a0} - (-U_f)$

nach dem Kurzschließen: $U_{CE1}' = U_0 - (-U_f)$

Änderung durch Kurzschließen von R_{C1} : $u_{CE1} = U_{CE1}' - U_{CE1} = U_0 - U_{a0}$

Weiters soll $u_a = U_{CE2} - U_{BE2}$ konstant bleiben, also $0 = u_{CE2} - u_{BE2} \Rightarrow u_{CE2} = u_{BE2}$

Weiters ist $u_a = -i_{c2} R_{C2} = 0 \Rightarrow i_{c2} = 0$

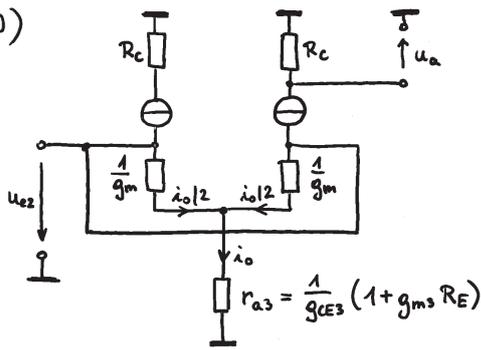
Wegen $I_0 = I_{c1} + I_{c2} \Rightarrow 0 = i_{c1} + i_{c2} \Rightarrow i_{c1} = 0$

Aus (2): $u_{BE2} = 0$

Aus (1): $u_{BE1} = -\frac{g_{CE}}{g_m} (U_0 - U_{a0})$

Offsetspannung: $U_{e0} = u_{BE1} - u_{BE2} = -\frac{g_{CE}}{g_m} (U_0 - U_{a0}) = -\frac{U_T}{U_Y} (U_0 - U_{a0})$

2.20)



$$u_{e2} = \frac{i_o}{2} \frac{1}{g_m} + i_o r_{a3} \Rightarrow i_o = \frac{u_{e2}}{\frac{1}{2} \frac{1}{g_m} + r_{a3}}$$

$$u_a = -\frac{i_o}{2} R_c = -\frac{R_c}{\frac{1}{g_m} + 2r_{a3}} u_{e2} \Rightarrow v_{ge} = -\frac{R_c}{\frac{1}{g_m} + 2r_{a3}}$$

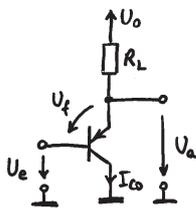
(i_o ... Änderung des Stromquellenstroms, teilt sich aus Symmetriegründen gleich auf T_1, T_2 auf.)

$$v_u = \frac{1}{2} g_m R_c \quad (\text{Beispiel 2.8})$$

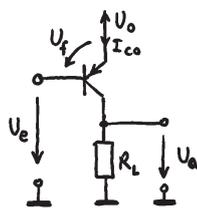
$$CMRR = \left| \frac{v_u}{v_{ge}} \right| = \dots = \frac{1}{2} + g_m r_{a3}$$

Achtung: $g_m = \frac{I_o/2}{U_T}$, $g_{m3} = \frac{I_o}{U_T}$, $g_{CE3} = \frac{I_o}{U_T}$

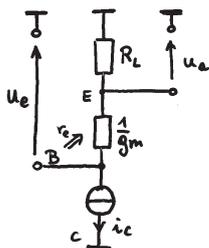
2.21)



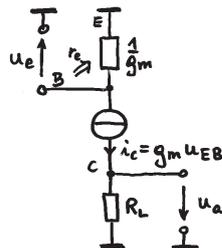
a) $U_{eo} = U_{ao} - U_f$
 $I_{co} = \frac{U_o - U_{ao}}{R_L}$
 $g_m = \frac{I_{co}}{U_T}$



a) $U_{eo} = U_o - U_f$
 $I_{co} = \frac{U_{ao}}{R_L}$
 $g_m = \frac{I_{co}}{U_T}$

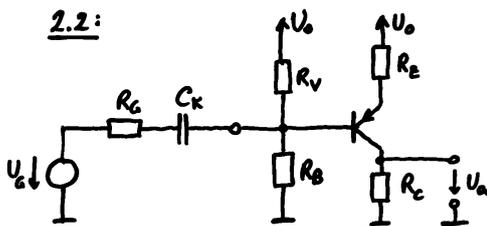


b) $v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_L}{\frac{1}{g_m} + R_L}$
 c) $r_e = \beta \left(\frac{1}{g_m} + R_L \right)$
 d) $r_a = R_L \parallel \frac{1}{g_m}$
 e) Emitterfolger

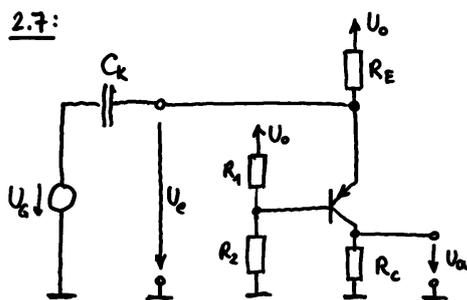


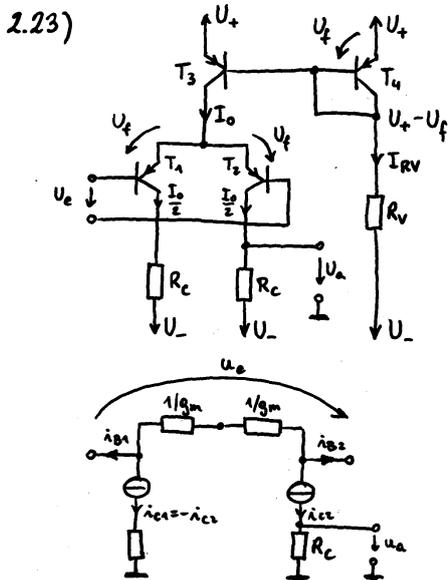
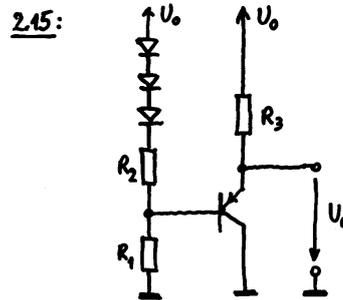
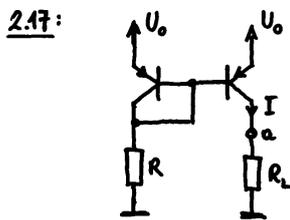
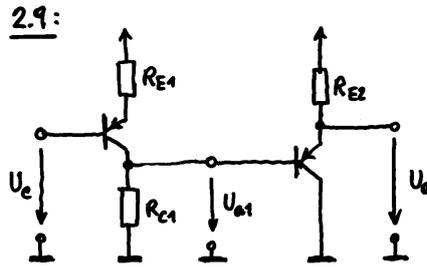
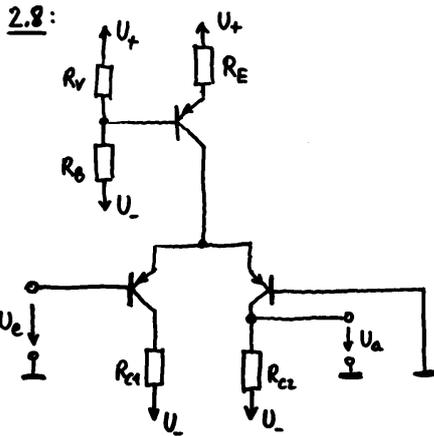
b) $v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_L}{\frac{1}{g_m} + R_L} = -g_m R_L$
 c) $r_e = \beta \cdot \frac{1}{g_m}$
 d) $r_a = R_L$
 e) Emitterschaltung

2.22) 2.2:



2.7:





$T_3, T_4 \dots$ Stromspiegel, $I_{RV} = \frac{(U_+ - U_f) - U_-}{R_V}$, $I_o = I_{RV}$

$T_1, T_2 \dots$ Differenzverstärker, $I_{C10} = I_{C20} = \frac{I_o}{2}$

a) $U_{a0} = U_- + \frac{I_o}{2} R_C$

b) $i_{c2} = \frac{u_e}{2 \cdot \frac{1}{g_m}}$, $u_a = i_{c2} R_C \Rightarrow v_u = +\frac{1}{2} g_m R_C$

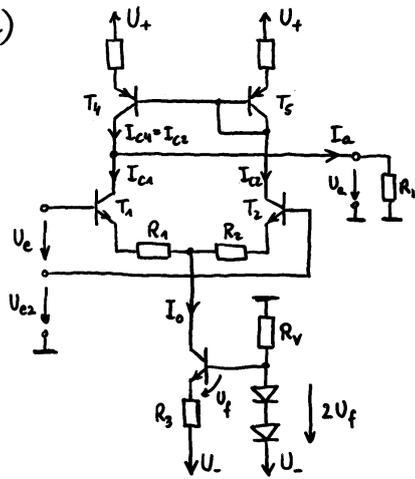
c) $r_e = -\frac{u_e}{i_{B1}} = -\frac{u_c}{i_{c1}/B} = B \frac{u_e}{i_{c2}} = B \cdot \frac{2}{g_m}$

d) $r_a = R_C$

e) $U_{EC3} > U_{ECsat} \Rightarrow U_{e2} < U_+ - U_f - U_{ECsat}$

$U_{EC1}, U_{EC2} > U_{ECsat} \Rightarrow U_{e2} > U_{a0} - U_f + U_{ECsat}$

2.24) a)



$$I_0 = U_f / R_3$$

$$U_{e0} = 0 \Rightarrow I_{C1,0} = I_{C2,0} = \frac{I_0}{2}$$

$T_4, T_5 \dots$ Stromspiegel $\Rightarrow I_{C4} = I_{C2}$

$$I_{a,p} = I_{C4,0} - I_{C1,0} = I_{C2,0} - I_{C1,0} = 0 \Rightarrow U_{a0} = I_{a,p} \cdot R_L = 0$$

b) Stromspiegel T_4, T_5 :

$$i_a = i_{c2} - i_{c1}$$

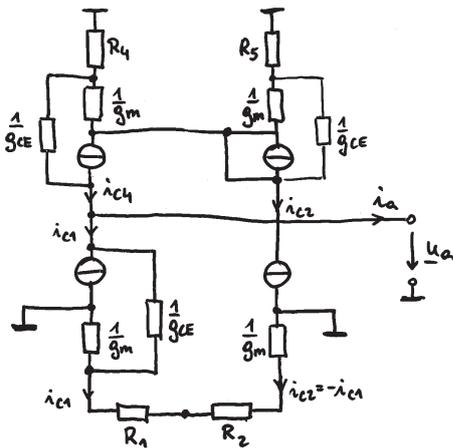
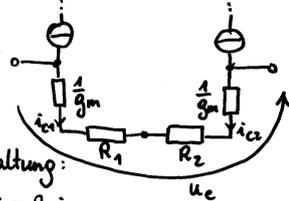
aus Kleinsignalersatzschaltung:

$$i_{c2} = -i_{c1} \Rightarrow i_a = -2i_{c1}$$

weilers:

$$u_e = i_{c1} \left(\frac{1}{g_m} + R_1 + R_2 + \frac{1}{g_m} \right), \quad u_a = i_a R_L = -2i_{c1} R_L$$

$$\Rightarrow v_u = \frac{u_a}{u_e} = - \frac{R_L}{\frac{1}{g_m} + R_1} \quad (R_1 = R_2)$$



c) $r_e = \frac{u_e}{i_{B1}} = \frac{u_e}{i_{c1}/\beta} = \beta \frac{u_e}{i_{c1}} = 2\beta \left(\frac{1}{g_m} + R_1 \right)$

d) $i_a = i_{c1} + i_{c4}$

$$i_{c1} \Rightarrow r_{a1} = \frac{1}{g_{CE}} \left(1 + g_m (R_1 + R_2 + \frac{1}{g_m}) \right)$$

i_{c4} : 2 Anteile $\cdot \frac{1}{g_{CE}}$ mit Stromgegenkopplung über $R_4 \Rightarrow r_{a2}$
 $\cdot i_{c2} (= -i_{c1})$ über Stromspiegel $\Rightarrow r_{a3}$

$$r_{a2} = \frac{1}{g_{CE}} (1 + g_m R_4)$$

$$r_{a3} = r_{a1}$$

$$r_a = r_{a1} \parallel r_{a2} \parallel r_{a3}$$

e) $U_{EC4} = (U_+ - I_{C1} R_4) - U_a > U_{ECsat}$
 $\approx I_0/2 \quad = u_a \text{ wegen } U_{a0} = 0$

$$\Rightarrow u_a < U_+ - \frac{I_0}{2} R_4 - U_{ECsat} = u_{amax}$$

$$U_{CE2} = \underbrace{U_a}_{=u_a} - (\underbrace{U_{e2}}_{=0} + \underbrace{U_e}_{=u_e/v_u} - U_f) > U_{CEsat}$$

$$\Rightarrow u_a > \frac{1}{1 - \frac{1}{v_u}} (-U_f + U_{CEsat}) = u_{amin}$$

$$|u_a|_{max} = \min(|u_{amax}|, |u_{amin}|)$$

f) $U_{CE3} = (U_{e2} - U_f - \frac{I_0}{2} R_1) - (U_- + U_f) > U_{CEsat} \Rightarrow U_{e2} > U_- + 2U_f + \frac{I_0}{2} R_1$

g) $U_{CE1} = \underbrace{U_a}_{=0 \text{ für } U_e = 0} - (U_{e2} - U_f) > U_{CEsat} \Rightarrow U_{e2} < U_f - U_{CEsat}$

- 2.25) a) $T_3, T_4 \dots$ Stromspiegel als Stromquelle
 $T_1, T_2 \dots$ Differenzverstärker - Eingang
 $T_5, T_6 \dots$ Stromspiegel als Last (vgl. Beispiel 2.24)

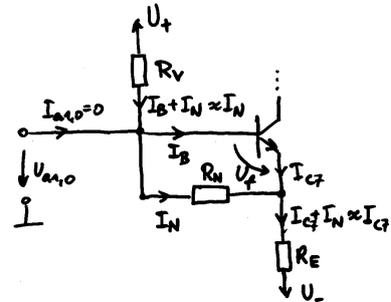
$$I_{C1,0} = I_{C2,0} = \frac{I_{C3,0}}{2} = \frac{I_{C4,0}}{2} \Rightarrow I_{C1,0} = 2 \cdot I_{C4,0}$$

$$R_4 = \frac{(U_+ - U_f) - U_-}{I_{C4,0}}$$

- b) Ausgangsruhestrom der 1. Stufe $I_{A1,0} = 0$

$$I_N = \frac{U_f}{R_N}, \quad U_{A1,0} = U_+ - I_N R_V$$

$$R_E = \frac{(U_{A1,0} - U_f) - U_-}{I_{C1,0}}$$



c) $R_C = \frac{U_+ - U_{A0}}{I_{C1,0}}$

d) $r_e = B \cdot \frac{2}{g_m}$

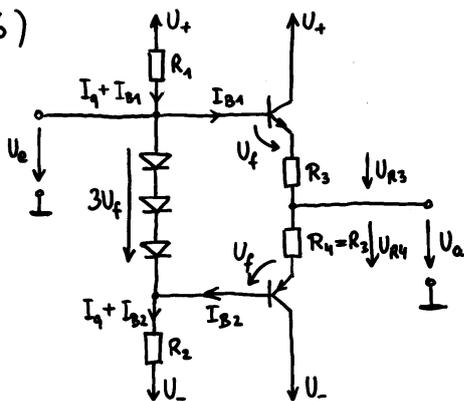
e) $v_{u1} = g_m r_{e2}, \quad r_{e2} = R_V \parallel B \left(\frac{1}{g_{m7}} + R_E \right)$ vgl. Beispiel 2.24 b)

$$v_{u2} = - \frac{R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E}$$

$$v_u = v_{u1} \cdot v_{u2}$$

Bemerkung: Genauere Rechnung ergibt, dass R_N nicht ganz zu vernachlässigen ist.

2.26)



a) $U_{R3} + U_{R4} = 3U_f - U_f - U_f = U_f$
 $R_3 = R_4 \Rightarrow U_{R3} = U_{R4} \Rightarrow U_{R3} = U_{R4} = \frac{U_f}{2}$

$$U_{e0} = U_{A0} + \frac{U_f}{2} + U_f$$

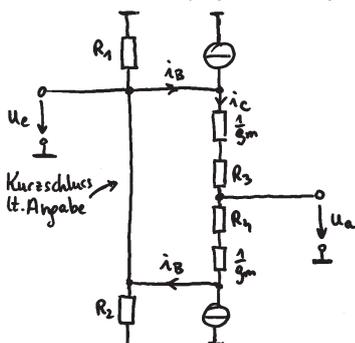
b) $R_1 = \frac{U_+ - U_{e0}}{I_q + I_{C1,0}/B}$ $R_2 = \frac{U_{e0} - 3U_f - U_-}{I_q + I_{C1,0}/B}$

c) $R_3 = R_4 = \frac{U_f/2}{I_{C1,0}}$

d) $\left(\frac{1}{g_m} + R_3 + R_4 + \frac{1}{g_m} \right)$ ist kurzgeschlossen $\Rightarrow i_c = 0 \Rightarrow$
 $\Rightarrow u_a = u_e \Rightarrow v_u = 1$

e) $i_c = 0 \Rightarrow i_B = 0 \Rightarrow r_e = R_1 \parallel R_2$

f) $r_a = \left(R_3 + \frac{1}{g_m} \right) \parallel \left(R_4 + \frac{1}{g_m} \right) = \frac{1}{2} \left(R_3 + \frac{1}{g_m} \right)$



TEIL 3

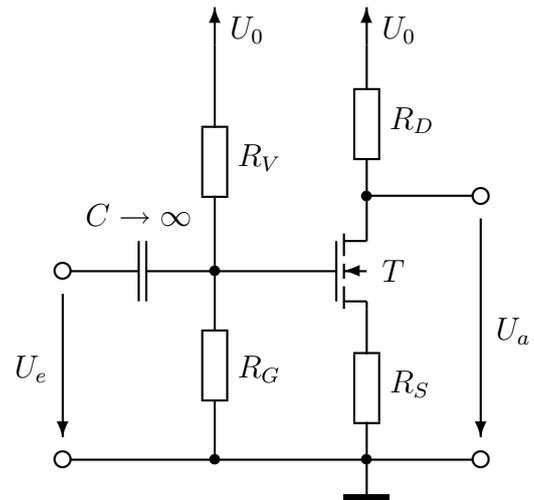
Schaltungen mit MOSFETs

Schaltungen mit n-Kanal-MOSFETs

3.1) Sourceschaltung mit Stromgegenkopplung

Gegeben: $U_0 = 15\text{ V}$,
 $U_T = 1\text{ V}$, $\beta = 1\text{ mA/V}^2$,
 $R_V = 4\text{ M}\Omega$, $R_G = 1\text{ M}\Omega$,
 $R_S = 600\ \Omega$, $R_D = 8\text{ k}\Omega$

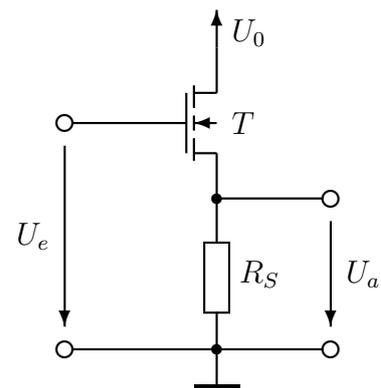
- Berechnen Sie das Ausgangsruhepotential U_{a0} .
- Bestimmen Sie die Spannungsverstärkung v_u .
- Bestimmen Sie den Eingangswiderstand r_e .
- Bestimmen Sie den Ausgangswiderstand r_a .
- Wie weit darf die Ausgangsspannung maximal symmetrisch ausgesteuert werden ($|u_a|_{max}$), damit der FET im Stromquellenbereich bleibt?



3.2) Sourcefolger

Gegeben: $U_0 = 5\text{ V}$,
 $U_{e0} = 4\text{ V}$,
 $U_T = 1\text{ V}$, $\beta = 2,5\text{ mA/V}^2$,
 $R_S = 800\ \Omega$

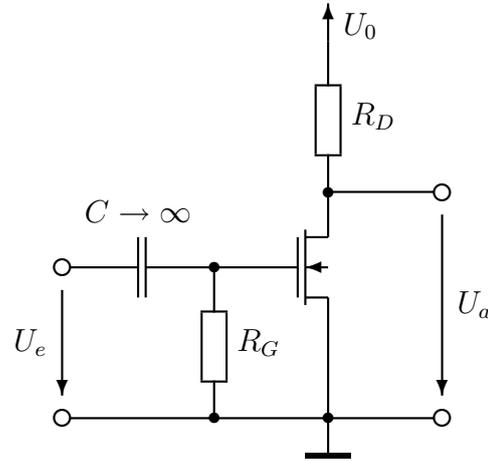
- Berechnen Sie das Ausgangsruhepotential U_{a0} .
- Bestimmen Sie die Spannungsverstärkung v_u .
- Bestimmen Sie den Eingangswiderstand r_e .
- Bestimmen Sie den Ausgangswiderstand r_a .



3.3) Sourceschaltung mit selbstleitendem MOSFET

Gegeben: $U_0 = 12\text{ V}$,
 $U_T = -3\text{ V}$, $\beta = 2\text{ mA/V}^2$,
 $R_G = 1\text{ M}\Omega$

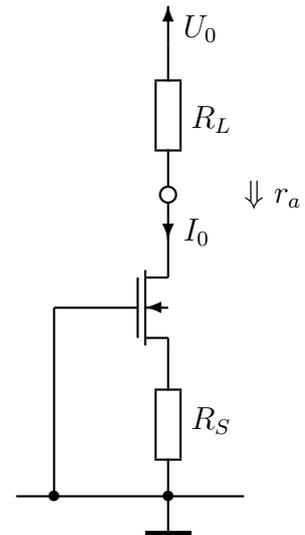
- Ermitteln Sie den Widerstand R_D so, dass der MOSFET an der Grenze zwischen Ohmschem und Stromquellenbereich arbeitet.
- Bestimmen Sie die Spannungsverstärkung v_u .
- Bestimmen Sie den Eingangswiderstand r_e .
- Bestimmen Sie den Ausgangswiderstand r_a .



3.4) Stromquelle

Gegeben: $U_T = -4\text{ V}$, $\beta = 1,5\text{ mA/V}^2$, $\lambda = 0,05/\text{V}$,
 $R_S = 470\ \Omega$,
 U_0 und R_L so, dass FET im Stromquellenbereich

- Berechnen Sie den Stromquellenstrom I_0 .
- Berechnen Sie den Ausgangswiderstand r_a .

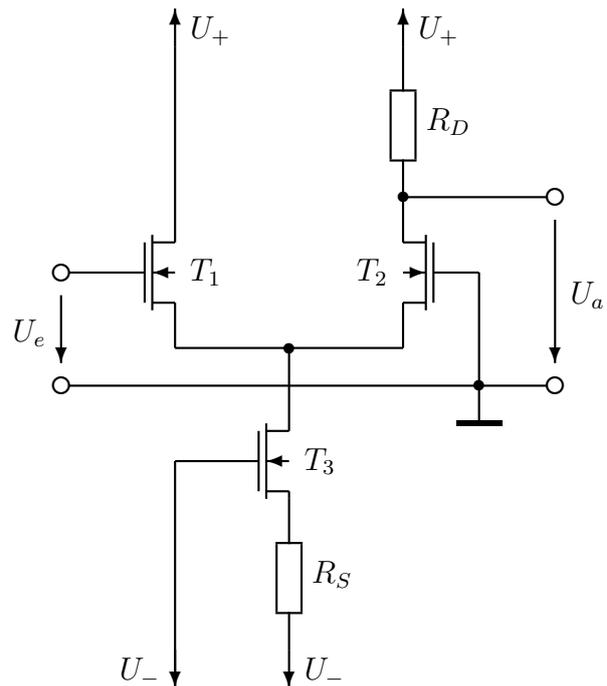


3.5) Differenzverstärker

Gegeben: $U_+ = 15\text{ V}$, $U_- = -15\text{ V}$,
 $U_T = -3,5\text{ V}$, $\beta = 2,5\text{ mA/V}^2$,
 $R_D = 2,7\text{ k}\Omega$,
 $U_{e0} = 0\text{ V}$.

Stellen Sie den Arbeitspunkt so ein, dass sich eine Spannungsverstärkung von $v_u = 5$ ergibt.

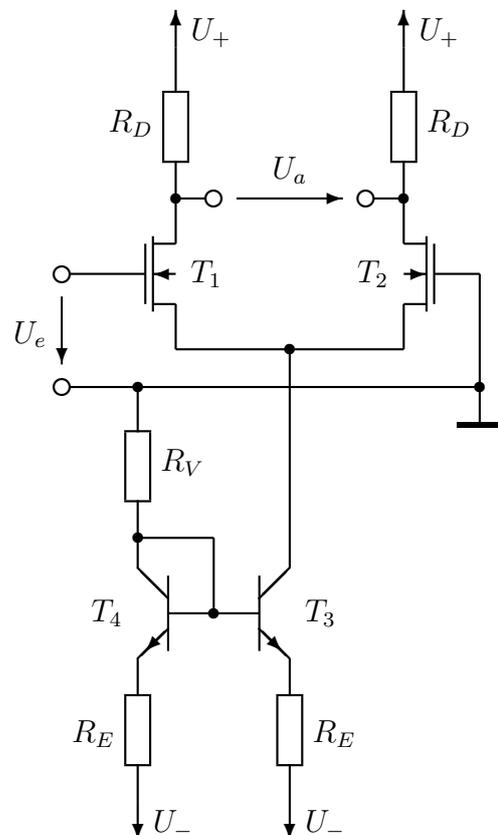
- a) Wie groß muss R_S gewählt werden? Welchen Wert hat dann die Ausgangsspannung U_{a0} ?
- b) Wie groß muss U_+ mindestens sein, damit der Arbeitspunkt von T_2 im Stromquellenbereich liegt?



3.6) Differenzverstärker

Gegeben: $U_+ = 15\text{ V}$, $U_- = -15\text{ V}$,
 $U_T = -2\text{ V}$, $\beta = 5\text{ mA/V}^2$,
 $U_f = 0,6\text{ V}$,
 $R_D = 2\text{ k}\Omega$,
 $U_{e0} = 0$,
 $I_{C3} = 5\text{ mA}$, $U_{CE3} = 5\text{ V}$

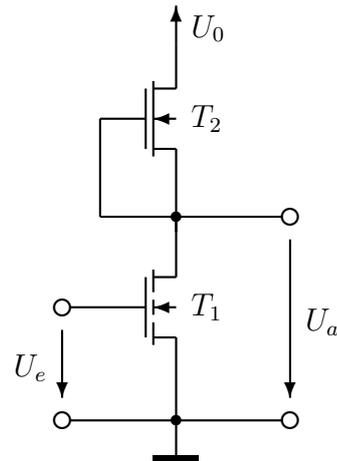
- a) Dimensionieren Sie die Stromquelle.
- b) Bestimmen Sie die Spannungsverstärkung v_u .
- c) Überprüfen Sie, dass T_1 und T_2 im Stromquellenbereich arbeiten.



3.7) nMOS-Inverter mit integrierter Last

Gegeben: $U_0 = 5\text{ V}$,
 $U_{T1} = 1\text{ V}$, $U_{T2} = -1\text{ V}$,
 $\beta_1 = \beta_2$

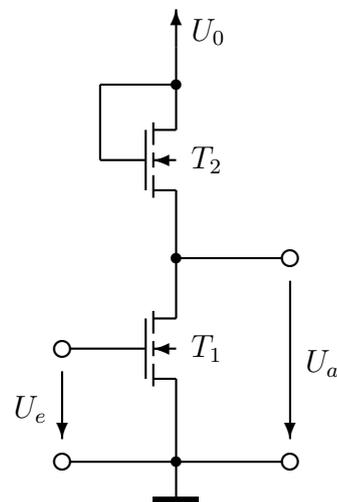
Ermitteln Sie die Übertragungskennlinie $U_a(U_e)$ für
 $0 \leq U_e \leq U_0$.



3.8) nMOS-Inverter mit integrierter Last

Gegeben: $U_0 = 10\text{ V}$,
 $U_{T1} = U_{T2} = 2\text{ V}$,
 $\beta_1 = 1\text{ mA/V}^2$, $\beta_2 = 0,2\text{ mA/V}^2$

Ermitteln Sie die Übertragungskennlinie $U_a(U_e)$ für
 $0 \leq U_e \leq U_0$.

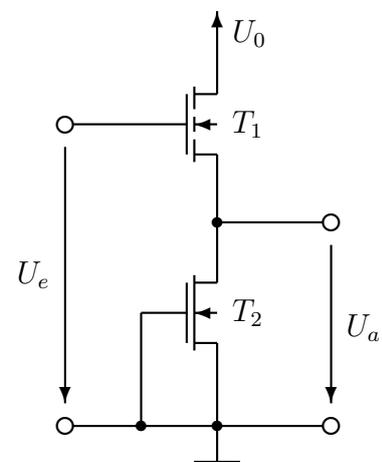


3.9) nMOS-Sourcefolger mit integrierter Last

Gegeben: $U_0 = 5\text{ V}$,
 $U_{T1} = 1\text{ V}$, $U_{T2} = -1\text{ V}$,
 $\beta_1 = 1\text{ mA/V}^2$, $\beta_2 = 0,25\text{ mA/V}^2$

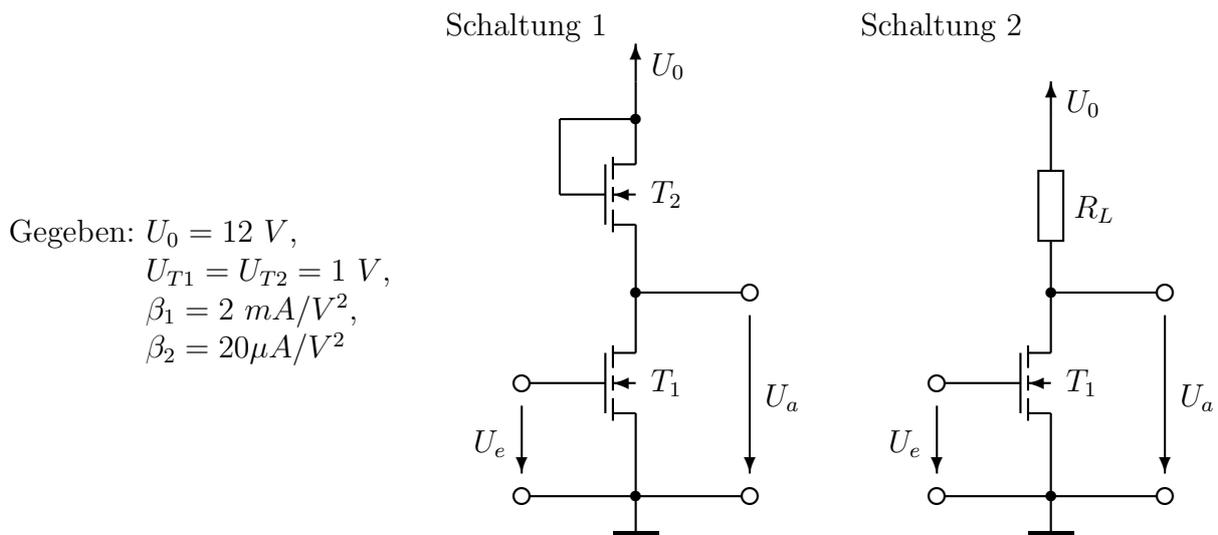
Bestimmen Sie die Übertragungskennlinie $U_a(U_e)$ für $0 \leq U_e \leq U_0$,

- wenn sich T_1 und T_2 im Stromquellenbereich befinden,
- wenn T_1 sperrt,
- im Bereich, der von a), b) noch nicht abgedeckt ist.
- Berechnen Sie den Querstrom I_D , die Spannungsverstärkung v_u und die Aussteuer Grenzen der Eingangsspannung U_e im Fall a).



3.10) Vergleich zweier Sourceschaltungen

- a) Berechnen Sie die Eingangsspannung U_e , für die T_1 in der Schaltung 1 gerade an der Grenze zwischen Ohmschem und Stromquellenbereich arbeitet. Berechnen Sie den zugehörigen Drainstrom I_D und die Spannungsverstärkung v_u .
- b) Ersetzen Sie T_2 durch einen Ohmschen Widerstand R_L (Schaltung 2), sodass der oben berechnete Arbeitspunkt von T_1 und die Spannungsverstärkung ungeändert bleiben. Wie groß ist R_L sowie die erforderliche neue Betriebsspannung U_0 ?



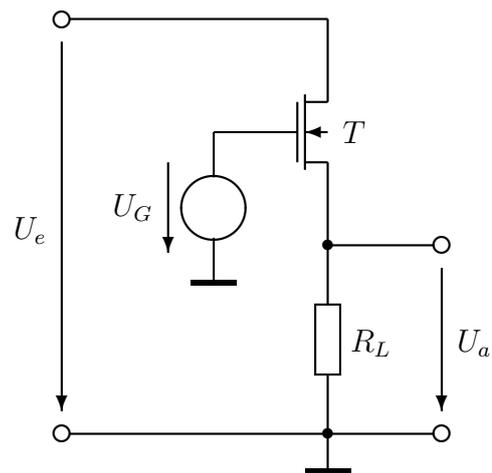
3.11) nMOS-Schalter

Gegeben: $U_T = 0\text{ V}$, $\beta = 1\text{ mA/V}^2$,
 $R_L = 100\text{ k}\Omega$

Bestimmen Sie die Übertragungskennlinie $U_a(U_e)$ im Bereich $-5\text{ V} \leq U_e \leq 5\text{ V}$ für

- a) $U_G = 5\text{ V}$.
- b) $U_G = -5\text{ V}$.

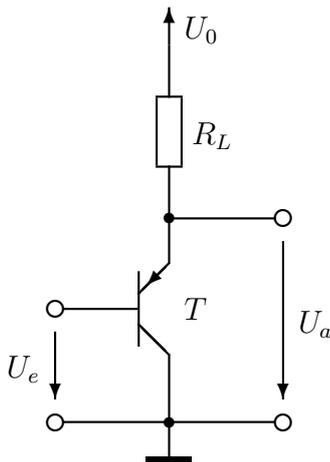
Hinweis: Überlegen Sie, wo jeweils Source und Drain des MOSFET sind. Beachten Sie, dass der Strom von Drain nach Source fließt bzw. $U_{DS} > 0$ sein muss.



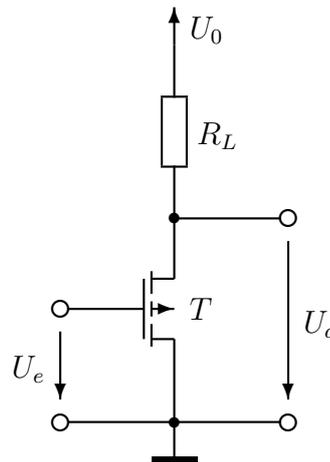
pMOS- und CMOS-Schaltungen

3.12) Emitter- und Sourcefolger

Schaltung 1



Schaltung 2



Gegeben:

$$U_0 = 5 \text{ V}, \\ U_{e0} = 1 \text{ V}, R_L = 800 \text{ } \Omega.$$

Generator-Innenwiderstand:
 $R_G = 50 \text{ } \Omega.$

pnp-Transistor:
 $U_f = 0,6 \text{ V}, B = 300,$
 $U_T = 25 \text{ mV}.$

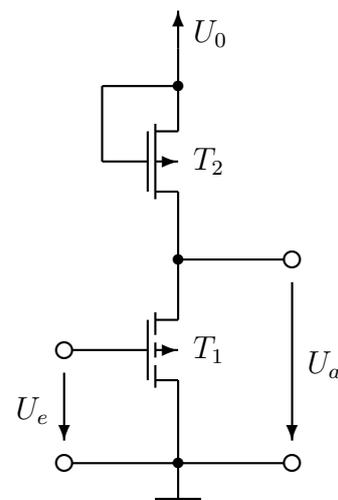
pMOS-Transistor:
 $\bar{U}_T = 1 \text{ V}, \beta = 2,5 \text{ mA/V}^2.$

- Berechnen Sie das Ausgangsruhepotential U_{a0} .
- Bestimmen Sie die Spannungsverstärkung v_u .
- Bestimmen Sie den Eingangswiderstand r_e .
- Bestimmen Sie den Ausgangswiderstand r_a .

3.13) pMOS-Sourcefolger mit integrierter Last

Gegeben: $U_0 = 10 \text{ V},$
 $\bar{U}_{T1} = 2 \text{ V}, \bar{U}_{T2} = -2 \text{ V}$
 $\beta_1 = 1 \text{ mA/V}^2, \beta_2 = 0,25 \text{ mA/V}^2$

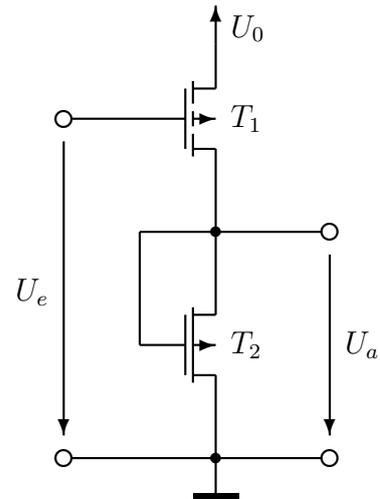
- Ermitteln Sie die Übertragungskennlinie $U_a(U_e)$.
- Berechnen Sie die Spannungsverstärkung v_u , den Eingangswiderstand r_e und den Ausgangswiderstand r_a , wenn der Transistor T_2 im Stromquellenbereich arbeitet.
- Bestimmen Sie die Aussteuer Grenzen der Eingangs- bzw. Ausgangsspannung, sodass der Transistor T_2 im Stromquellenbereich arbeitet.



3.14) pMOS-Inverter mit integrierter Last

Gegeben: $U_0 = 10\text{ V}$,
 $\bar{U}_{T1} = 2\text{ V}$, $\bar{U}_{T2} = -2\text{ V}$,
 $\beta_1 = \beta_2$

Ermitteln Sie die Übertragungskennlinie $U_a(U_e)$ für $0 \leq U_e \leq U_0$.

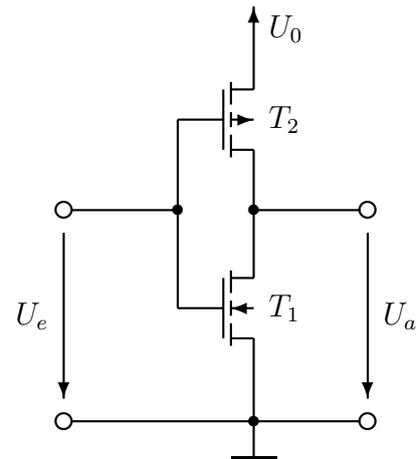


3.15) CMOS-Inverter

Gegeben: $U_0 = 6\text{ V}$,
 $U_{T1} = 1\text{ V}$, $\bar{U}_{T2} = 2\text{ V}$,
 $\beta_1 = \beta_2 = 0,5\text{ mA/V}^2$

Ermitteln Sie die Übertragungskennlinie $U_a(U_e)$ im Bereich $0\text{ V} \leq U_e \leq 6\text{ V}$,

- wenn jeweils einer der Transistoren sperrt,
- wenn beide Transistoren im Stromquellenbereich arbeiten,
- wenn jeweils einer der Transistoren im Stromquellenbereich und der andere im Ohmschen Bereich arbeitet.
- Bestimmen Sie den maximalen Querstrom $(I_D)_{max}$.



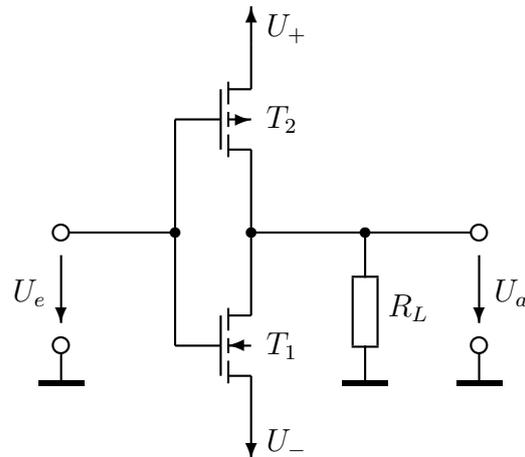
3.16) CMOS-Inverter

Stellen Sie den Bereich der Übertragungskennlinie $U_a(U_e)$ des CMOS-Inverters aus Beispiel 3.15 graphisch dar, wenn die Schwellspannungen im Bereich $U_{T1} = 1\text{ V} \pm 0,5\text{ V}$ und $\bar{U}_{T2} = 2\text{ V} \pm 1\text{ V}$ variieren können (Exemplarstreuungen).

3.17) CMOS-Inverter als Verstärker

Gegeben: $U_+ = 8 \text{ V}$, $U_- = -8 \text{ V}$,
 $U_{T1} = \bar{U}_{T2} = 2 \text{ V}$,
 $\beta_1 = \beta_2 = 0,1 \text{ mA/V}^2$,
 $\lambda = 0,03/\text{V}$,
 $R_L = 100 \text{ k}\Omega$

Bestimmen Sie die Spannungsverstärkung v_u für kleine Aussteuerungen um den Arbeitspunkt $U_{e0} = 0$

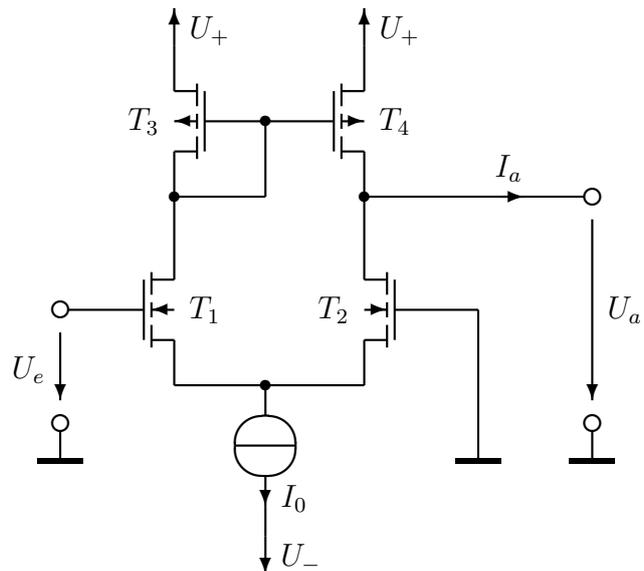


- unter Vernachlässigung der Kanallängenmodulation.
- unter Berücksichtigung des Kanallängenmodulationsfaktors λ .

3.18) CMOS-Differenzverstärker

Gegeben: $U_+ = 5 \text{ V}$, $U_- = -5 \text{ V}$,
 $I_0 = 2 \text{ mA}$, $U_{e0} = 0 \text{ V}$,
 $U_{T1} = U_{T2} = \bar{U}_{T3} = \bar{U}_{T4} = 1 \text{ V}$,
 $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta_4 = 2 \text{ mA/V}^2$,
 $\lambda = 0,025/\text{V}$

- Bestimmen Sie den Ausgangsruhestrom I_{a0} bei niederohmiger Last.
- Bestimmen Sie die Steilheit des Differenzverstärkers $g = i_a/u_e$ bei niederohmiger Last.



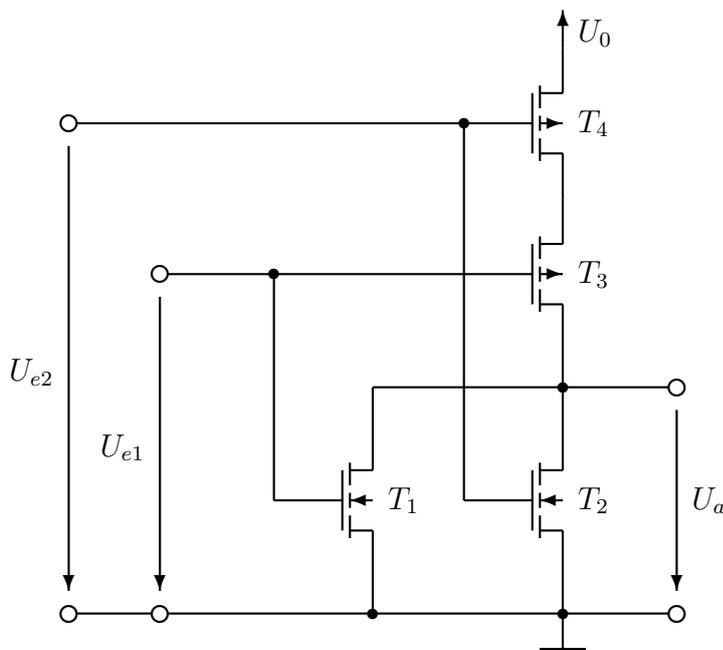
- Bestimmen Sie den Ausgangswiderstand r_a unter Berücksichtigung der Transistor-Ausgangsleitwerte.
Hinweis: g_{DS1} kann vernachlässigt werden.

- Berechnen Sie die Spannungsverstärkung $v_{u,max} = u_a/u_e$ für leerlaufenden Ausgang. Berücksichtigen Sie die Transistor-Ausgangsleitwerte wie in c).

3.19) CMOS-Gatter

Ermitteln Sie die Übertragungskennlinie $U_a(U_{e1})$ für $U_{e2} = 0$ und beantworten Sie die folgenden Fragen ($U_{e2} = 0$ in den Punkten a–f):

- a) Wie groß ist U_a bei $U_{e1} = 0$?
Bis zu welchem Wert darf U_{e1} erhöht werden, ohne dass sich U_a ändert?
- b) In welchen Arbeitsbereichen (Ohmscher Bereich, Stromquellenbereich, gesperrter Zustand) befinden sich die Transistoren T1, T2, T3, T4, wenn U_{e1} den in a) bestimmten Wert geringfügig überschreitet?
- c) Welcher der Transistoren T3, T4 verlässt bei weiterem Erhöhen von U_{e1} als erster den in b) angegebenen Arbeitsbereich? (Begründung)
- d) Bei welcher Spannung U_{e1} geschieht dies?
Hinweis: Die Transistoren T1, T3, T4 durchfließt derselbe Strom. Ermitteln Sie zunächst einen Zusammenhang zwischen U_{SD4} und U_{e1} .
- e) Der in d) ermittelte Wert von U_{e1} definiert einen senkrechten Teil der Übertragungskennlinie. Durch welche Werte der Ausgangsspannung U_{a1} , U_{a2} wird dieser begrenzt?
- f) Wie groß ist U_a bei $U_{e1} = U_0$?
Ab welchem Wert von U_{e1} tritt dieser Wert von U_a auf?
- g) Welche logische Funktion führt die Schaltung aus, wenn die Bedingung $U_{e2} = 0$ aufgehoben wird? (Positive Logik: $U_0 \hat{=} 1, 0 V \hat{=} 0$)



Gegeben:

$$U_0 = 5 \text{ V},$$

$$U_{T1} = U_{T2} = \bar{U}_{T3} = \bar{U}_{T4} = 1 \text{ V},$$

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta_4 = 0,5 \text{ mA/V}^2.$$

Lösungen

- 3.1) a) $U_{a0} = 7,08 \text{ V}$.
 b) $v_u = -6,10$.
 c) $r_e = 800 \text{ k}\Omega$.
 d) $r_a = 8 \text{ k}\Omega$.
 e) $|u_a|_{max} = 4,37 \text{ V}$.
- 3.2) a) $U_{a0} = 1,7 \text{ V}$.
 b) $v_u = 0,72$.
 c) $r_e \rightarrow \infty$.
 d) $r_a = 222 \Omega$.
- 3.3) a) $R_D = 1 \text{ k}\Omega$.
 b) $v_u = -6$.
 c) $r_e = 1 \text{ M}\Omega$.
 d) $r_a = 1 \text{ k}\Omega$.
- 3.4) a) $I_0 = 3,75 \text{ mA}$.
 b) $r_a = 13,7 \text{ k}\Omega$.
- 3.5) a) $R_S = 256 \Omega$, $U_{a0} = 7,59 \text{ V}$.
 b) $(U_+)_{min} = 10,91 \text{ V}$.
- 3.6) a) $R_E = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_V = 680 \Omega$.
 b) $v_u = -10$.
 c) siehe "Hinweise".
- 3.7) $U_e < 1 \text{ V}$: $U_a = 5 \text{ V}$,
 $1 \text{ V} < U_e < 2 \text{ V}$: $U_a = 4 \text{ V} + \sqrt{1 \text{ V}^2 - (U_e - 1 \text{ V})^2}$,
 $4 \text{ V} > U_a > 1 \text{ V}$: $U_e = 2 \text{ V}$,
 $U_e > 2 \text{ V}$: $U_a = (U_e - 1 \text{ V}) - \sqrt{(U_e - 1 \text{ V})^2 - 1 \text{ V}^2}$.
- 3.8) $U_e < 2 \text{ V}$: $U_a = 8 \text{ V}$,
 $2 \text{ V} < U_e < 4,47 \text{ V}$: $U_a = 8 \text{ V} + 2,24(U_e - 2 \text{ V})$,
 $U_e > 4,47 \text{ V}$: $U_a = \frac{1}{6} \left[(5U_e - 2 \text{ V}) - \sqrt{(5U_e - 2 \text{ V})^2 - 384 \text{ V}^2} \right]$.
- 3.9) a) $U_e > 2,5 \text{ V}$: $U_a = U_e - 1,5 \text{ V}$.
 b) $U_e < 1 \text{ V}$: $U_a = 0$,
 c) $1 \text{ V} < U_e < 2,5 \text{ V}$: $U_a = 0,8U_e - 0,6 \text{ V} - \sqrt{(0,8U_e - 0,6 \text{ V})^2 - 0,8(U_e - 1 \text{ V})^2}$,
 d) $I_D = 0,125 \text{ mA}$, $v_u = 1$, $2,5 \text{ V} \leq U_e \leq 6 \text{ V}$.
- 3.10) a) $U_e = 2 \text{ V}$, $I_D = 1 \text{ mA}$, $v_u = -10$.
 b) $R_L = 5 \text{ k}\Omega$, $U_0 = 6 \text{ V}$.
- 3.11) a) $U_e > 0$: $(U_G - U_a)(U_e - U_a) - 0,5(U_e - U_a)^2 - U_a/(\beta R_L) = 0$,
 $U_e < 0$: $(U_G - U_e)(U_a - U_e) - 0,5(U_a - U_e)^2 + U_a/(\beta R_L) = 0$,
 b) $U_a = 0$.

- 3.12) a1) $U_{a0} = 1,6 \text{ V}$.
 b1) $v_u = 0,99$.
 c1) $r_e = 242 \text{ k}\Omega$.
 d1) $r_a = 6 \text{ }\Omega$.
 a2) $U_{a0} = 3,3 \text{ V}$.
 b2) $v_u = 0,72$.
 c2) $r_e \rightarrow \infty$.
 d2) $r_a = 222 \text{ }\Omega$.
- 3.13) a) $U_e < 5 \text{ V}$: $U_a = U_e + 3 \text{ V}$,
 $5 \text{ V} < U_e < 8 \text{ V}$: $U_a = 0,8U_e + 3,2 \text{ V} + \sqrt{(6,8 \text{ V} - 0,8U_e)^2 - 0,8(8 \text{ V} - U_e)^2}$,
 $U_e > 8 \text{ V}$: $U_a = 10 \text{ V}$.
 b) $v_u = 1$, $r_e \rightarrow \infty$, $r_a = 1 \text{ k}\Omega$.
 c) $U_e < 5 \text{ V}$, $U_a < 8 \text{ V}$.
- 3.14) $U_e < 6 \text{ V}$: $U_a = U_e + 2 \text{ V} + \sqrt{(8 \text{ V} - U_e)^2 - 4 \text{ V}^2}$,
 $8 \text{ V} > U_a > 2 \text{ V}$: $U_e = 6 \text{ V}$,
 $6 \text{ V} < U_e < 8 \text{ V}$: $U_a = 2 \text{ V} - \sqrt{4 \text{ V}^2 - (8 \text{ V} - U_e)^2}$,
 $U_e > 8 \text{ V}$: $U_a = 0 \text{ V}$.
- 3.15) a) $U_e < 1 \text{ V}$: $U_a = 6 \text{ V}$,
 $U_e > 4 \text{ V}$: $U_a = 0 \text{ V}$,
 b) $4,5 \text{ V} > U_a > 1,5 \text{ V}$: $U_e = 2,5 \text{ V}$,
 c) $1 \text{ V} < U_e < 2,5 \text{ V}$: $U_a = U_e + 2 \text{ V} + \sqrt{(4 \text{ V} - U_e)^2 - (U_e - 1 \text{ V})^2}$,
 $2,5 \text{ V} < U_e < 4 \text{ V}$: $U_a = U_e - 1 \text{ V} - \sqrt{(U_e - 1 \text{ V})^2 - (4 \text{ V} - U_e)^2}$.
 d) $(I_D)_{max} = 0,5625 \text{ mA}$.
- 3.16) siehe "Hinweise".
- 3.17) a) $v_u = -120$.
 b) $v_u = -8,47$.
- 3.18) a) $I_a = 0$.
 b) $g = 2 \text{ mS}$.
 c) $r_a = 10 \text{ k}\Omega$.
 d) $v_{u,max} = 20$.
- 3.19) a) $U_a = 5 \text{ V}$.
 b) T_1 Stromquelle, T_2 sperrt, T_3 , T_4 Ohmscher Bereich.
 c) T_3 .
 d) $U_{e1} = 2,378 \text{ V}$.
 e) $1,378 \text{ V} < U_a < 3,378 \text{ V}$.
 f) $U_a = 0 \text{ V}$ für $U_{e1} > 4 \text{ V}$.
 g) NOR.

Hinweise

3.1) a) $I_G = 0 \Rightarrow$ Spannungsteiler $R_V : R_G$ unbelastet \Rightarrow
 Gatepotential $U_G = U_0 \cdot \frac{R_G}{R_G + R_V}$

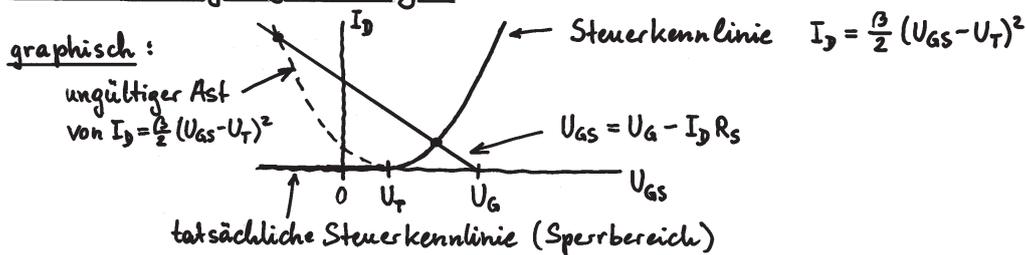
$$U_G = U_{GS} + I_D \cdot R_S \Rightarrow U_{GS} = U_G - I_D R_S$$

Einsetzen in Steuerkennlinie von T (Stromquellenbereich)

$$I_D = \frac{\beta}{2} (U_{GS} - U_T)^2 = \frac{\beta}{2} [(U_G - U_T) - I_D R_S]^2 \Rightarrow \text{quadratische Gleichung für } I_D$$

$$\text{Lösungen: } I_D = \begin{cases} 0,99 \text{ mA} \\ 11,2 \text{ mA} \end{cases}$$

Welche ist die gültige Lösung?



Gültige Lösung ist jene mit $U_{GS} = U_G - I_D R_S > U_T$

$$U_{a0} = U_0 - I_D R_D$$

b) $v_u = -\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S}$ (wie Emitterschaltung) mit $g_m = \sqrt{2\beta I_D}$

c) $i_G = 0 \Rightarrow r_e = R_V \parallel R_G$

d) $r_a = R_D$ (wie Emitterschaltung)

e) Bedingung für Stromquellenbereich: $U_{GD} < U_T$, hier $U_G - U_a < U_T$

$$U_G = U_{G0} + u_e, U_a = U_{a0} + u_a, u_e = \frac{u_a}{v_u} \Rightarrow u_a > \frac{U_{G0} - U_{a0} - U_T}{1 - \frac{1}{v_u}} = -4,4 \text{ V}$$

3.2) a) Berechnung von U_{GS}, I_D wie Bsp. 3.1. $U_{a0} = U_{e0} - U_{GS}$

b) $v_u = \frac{R_S}{\frac{1}{g_m} + R_S}$ (wie Emittterfolger) mit $g_m = \sqrt{2\beta I_D}$

c) $i_e = 0 \Rightarrow r_e = \infty$

d) $r_a = R_S \parallel \frac{1}{g_m}$ (vgl. Emittterfolger: $r_a = R_S \parallel (\frac{1}{g_m} + \frac{R_G}{\beta})$, hier $\beta \rightarrow \infty$)

- 3.3) a) $I_G = 0 \Rightarrow$ kein Spannungsabfall an $R_G \Rightarrow U_{GS} = 0 \Rightarrow I_D = \frac{\beta}{2} U_T^2$
 Grenze Ohmscher/Stromquellen-Bereich: $U_{GD} = U_T$, hier $0 - U_a = U_T$
- b) $v_u = -g_m R_D$ (wie Emitterschaltung) mit $g_m = \sqrt{2\beta I_D}$
- c) $i_G = 0 \Rightarrow r_e = R_G$
- d) $r_a = R_D$ (wie Emitterschaltung)

3.4) a) $U_G = 0 \Rightarrow U_{GS} = -I_D R_S$

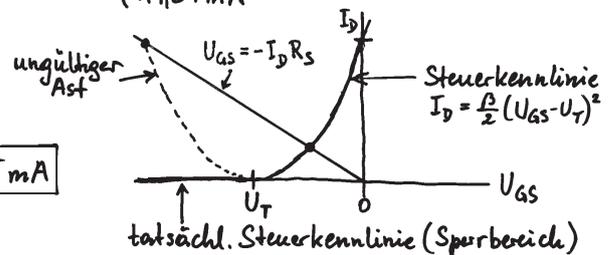
Einsetzen in $I_D = \frac{\beta}{2} (U_{GS} - U_T)^2 \Rightarrow I_D = \frac{\beta}{2} (-I_D R_S - U_T)^2 \dots$

quadratische Gleichung für I_D . Lösungen $I_D = \begin{cases} 3,75 \text{ mA} \\ 19,31 \text{ mA} \end{cases}$

Welche ist die gültige Lösung?

Berechne $U_{GS} = -I_D R_S = \begin{cases} -1,76 \text{ V} \\ -9,07 \text{ V} \end{cases}$

Nur für $U_{GS} = -1,76 \text{ V}$ ist $U_{GS} > U_T \Rightarrow \boxed{I_D = 3,75 \text{ mA}}$
 $I_0 = I_D$



b) $r_a = \frac{1}{g_{DS}} \cdot (1 + g_m R_S)$ $g_{DS} = \lambda I_D$ $g_m = \sqrt{2\beta I_D}$

3.5) a) $v_u = + \frac{g_m R_D}{2}$ (wie bei Bipolar-Differenzverstärker)

mit $g_m = \sqrt{2\beta I_{D2}}$ $\Rightarrow v_u = \frac{\sqrt{2\beta I_{D2}} \cdot R_D}{2} \stackrel{!}{=} 5 \Rightarrow I_{D2}$

$I_{D3} = 2 \cdot I_{D2}$ (wie bei Bipolar-Differenzverstärker)

$I_{D3} = \frac{\beta}{2} (U_{GS3} - U_T)^2 \Rightarrow U_{GS3}$

$R_S = - \frac{U_{GS3}}{I_{D3}}$

$U_{a0} = U_+ - R_D I_{D2}$

- b) Bedingung für Stromquellenbereich: $U_{GD2} < U_T$, hier $0 - U_a < U_T$
 $\Rightarrow U_a > -U_T$, $(U_a)_{\min} = -U_T$

$(U_+)_{\min} = (U_a)_{\min} + I_{D2} R_D$

3.6) a) Da U_{CE3} gegeben, benötige Sourcepotential U_S von T_1, T_2

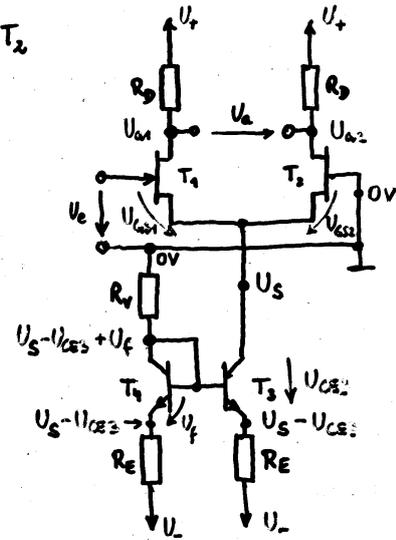
$$U_S = 0V - U_{GS2} = -U_{GS2}$$

$$I_{D2} = \frac{1}{2} I_{C3}, \quad I_{D2} = \frac{\beta}{2} (U_{GS2} - U_T)^2 \Rightarrow U_{GS2}$$

$$R_E = \frac{(U_S - U_{CE3}) - U_-}{I_{C3}}$$

Stromspiegel $\Rightarrow I_{C4} = I_{C3} \Rightarrow$ Emitterpotentiale von T_3 und T_4 gleich

$$R_V = \frac{0V - (U_G - U_{CE3} + U_E)}{I_{C4}}$$



b) $u_{a1} = v_{u1} u_e$ mit $v_{u1} = -\frac{g_{m1} R_D}{2}$, $g_{m1} = \sqrt{2\beta I_{D1}}$

$u_{a2} = v_{u2} u_e$ mit $v_{u2} = \frac{g_{m2} R_D}{2}$, $g_{m2} = \sqrt{2\beta I_{D2}} = g_{m1}$

$u_a = u_{a1} - u_{a2} = (v_{u1} - v_{u2}) u_e \Rightarrow v_u = \frac{u_a}{u_e} = v_{u1} - v_{u2} = -g_{m1} R_D$

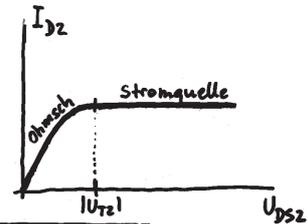
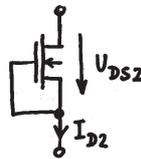
c) $U_{a2} = U_+ - R_D I_{D2}$

Bedingung für Stromquellenbereich $U_{DS2} < U_T$, hier $0V - U_{a2} < U_T$ erfüllt.

3.7) Schritt 1: Untersuchung der Last T_2

G und S kurzgeschlossen $\Rightarrow U_{GS} = 0$

\Rightarrow I-U Charakteristik ist Ausgangskennlinie mit $U_{GS} = 0$



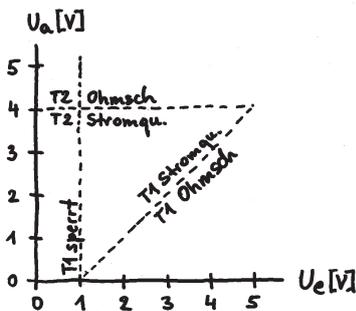
Ohmscher Bereich: $U_{DS2} > U_{T2}$, hier $-U_{DS2} > U_{T2}$ oder $\boxed{U_{DS2} < |U_{T2}|}$ ($U_{T2} < 0$)

$$\boxed{I_{D2} = \beta_2 [(U_{GS} - U_{T2}) U_{DS2} - \frac{1}{2} U_{DS2}^2]} = \boxed{\beta_2 [|U_{T2}| U_{DS2} - \frac{1}{2} U_{DS2}^2]}$$

Stromquellen-Bereich: $\boxed{U_{DS2} > |U_{T2}|}$

$$\boxed{I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} [U_{GS} - U_{T2}]^2} = \boxed{\frac{\beta_2}{2} |U_{T2}|^2}$$

Schritt 2: Einzeichnen der Arbeitsbereiche in die $U_a - U_e$ Ebene



T1: • sperrt für $\boxed{U_e < U_{T1}}$

• Stromquellenbereich für $U_{GD1} < U_{T1}$, hier $U_e - U_a < U_{T1}$

$\Rightarrow \boxed{U_a > U_e - U_{T1}}$

• Ohmscher Bereich für $\boxed{U_a < U_e - U_{T1}}$

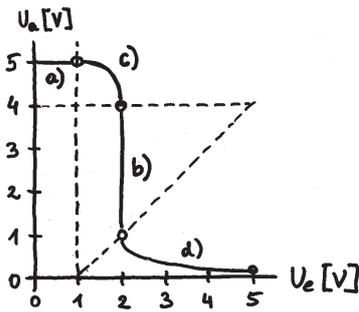
T2: • sperrt nie wegen $U_{GS} = 0 > U_{T2}$

• Stromquellenbereich für $U_{DS2} > |U_{T2}|$, hier $U_0 - U_a > |U_{T2}|$

$\Rightarrow \boxed{U_a < U_0 - |U_{T2}|}$

• Ohmscher Bereich für $\boxed{U_a > U_0 - |U_{T2}|}$

Schritt 3: Behandle jede mögliche Kombination der Arbeitsbereiche von T_1 und T_2



a) T_1 sperrt $\Rightarrow I_{D1} = 0$
 Ausgang unbelastet $\Rightarrow I_{D2} = I_{D1} = 0$
 I-U Charakteristik der Last $T_2 \Rightarrow U_{DS2} = 0$
 $\Rightarrow U_a = U_o$
 Gültigkeitsbereich: $U_e < U_{T1}$ (Bed. f. Sperren von T_1)

b) T_1 und T_2 im Stromquellenbereich (von den verbleibenden Fällen am einfachsten zu behandeln)

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \frac{\beta_1}{2} (U_{GS1} - U_{T1})^2, \text{ hier } I_{D1} = \frac{\beta_1}{2} (U_e - U_{T1})^2 \\ I_{D2} &= \frac{\beta_2}{2} (U_{GS2} - U_{T2})^2, \text{ hier } I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} |U_{T2}|^2 \end{aligned} \right\} I_{D1} = I_{D2}, \beta_1 = \beta_2 \Rightarrow U_e = U_{T1} + |U_{T2}|$$

Gültigkeitsbereich: $U_a > U_e - U_{T1}$ (Bed. f. T_1 im Stromquellenbereich)
 $U_a < U_o - |U_{T2}|$ (Bed. f. T_2 im Stromquellenbereich)

c) T_1 im Stromquellenbereich, T_2 im Ohmschen Bereich

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \frac{\beta_1}{2} (U_{GS1} - U_{T1})^2, \text{ hier } I_{D1} = \frac{\beta_1}{2} (U_e - U_{T1})^2 \\ I_{D2} &= \beta_2 [(U_{GS2} - U_{T2}) U_{DS2} - \frac{1}{2} U_{DS2}^2], \text{ hier } I_{D2} = \beta_2 [|U_{T2}| (U_o - U_a) - \frac{1}{2} (U_o - U_a)^2] \end{aligned} \right\}$$

$$I_{D1} = I_{D2}, \beta_1 = \beta_2 \Rightarrow U_a = U_o - |U_{T2}| \left(\frac{+}{-} \right) \sqrt{|U_{T2}|^2 - (U_e - U_{T1})^2} \quad (\text{Viertelkreis})$$

⊖ vor $\sqrt{\quad}$ ist auszuschließen, da $U_a(U_e)$ für $U_e = U_{T1}$ stetig in a) übergehen muß

d) T_1 im Ohmschen Bereich, T_2 im Stromquellenbereich

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \beta_1 [(U_{GS1} - U_{T1}) U_{DS1} - \frac{1}{2} U_{DS1}^2], \text{ hier } I_{D1} = \beta_1 [(U_e - U_{T1}) U_a - \frac{1}{2} U_a^2] \\ I_{D2} &= \frac{\beta_2}{2} (U_{GS2} - U_{T2})^2, \text{ hier } I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} |U_{T2}|^2 \end{aligned} \right\}$$

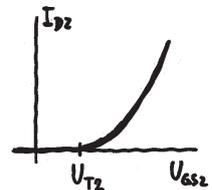
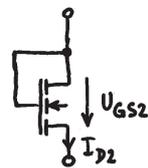
$$I_{D1} = I_{D2}, \beta_1 = \beta_2 \Rightarrow U_a = (U_e - U_{T1}) \left(\frac{+}{-} \right) \sqrt{(U_e - U_{T1})^2 - |U_{T2}|^2}$$

⊕ vor $\sqrt{\quad}$ ist auszuschließen, da bei ⊕ $U_a > U_e - U_{T1}$ im Widerspruch zur Annahme, daß T_1 im Ohmschen Bereich

3.8) Schritt 1: Untersuchung der Last T_2

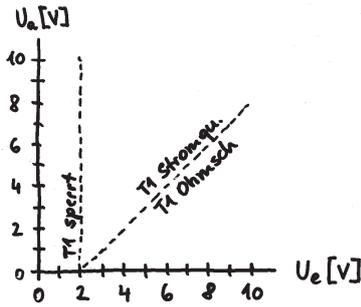
G und D kurzgeschlossen \Rightarrow

$U_{GD} = 0 < U_{T2} \Rightarrow T_2$ immer im Stromquellenbereich oder T_2 sperrt



\Rightarrow I-U Charakteristik ist Steuerkennlinie (inkl. Sperrbereich)

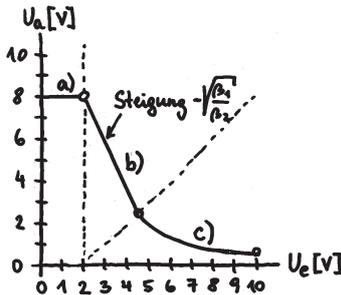
Schritt 2: Einzeichnen der Arbeitsbereiche in die U_a-U_e Ebene



- T₁:
- sperrt für $U_{GS1} < U_{T1}$
 - Stromquellenbereich für $U_{GD1} < U_{T1}$, hier $U_e - U_a < U_{T1} \Rightarrow U_a > U_e - U_{T1}$
 - Ohmscher Bereich für $U_a < U_e - U_{T1}$

- T₂:
- sperrt, wenn T₁ keinen Strom einprägt $\Rightarrow U_a \geq U_0 - U_{T2}$
 - Stromquellenbereich, wenn T₁ Strom einprägt $\Rightarrow U_a < U_0 - U_{T2}$

Schritt 3: Behandle jeden Arbeitsbereich (nur abh. v. T₁ nötig)



- a) T₁ sperrt $\Rightarrow I_{D1} = 0$
 Ausgang unbelastet $\Rightarrow I_{D2} = I_{D1} = 0$
 I-U Charakteristik der Last T₂ $\Rightarrow U_a$ unbestimmt im Bereich $U_a \geq U_0 - U_{T2} = 8V$

In der Praxis jedoch kleine Leckströme $\Rightarrow U_a \approx 8V$

b) T₁ im Stromquellenbereich

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \frac{\beta_1}{2} (U_{GS1} - U_{T1})^2, \text{ hier } I_{D1} = \frac{\beta_1}{2} (U_e - U_{T1})^2 \\ I_{D2} &= \frac{\beta_2}{2} (U_{GS2} - U_{T2})^2, \text{ hier } I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} (U_0 - U_a - U_{T2})^2 \end{aligned} \right\} I_{D1} = I_{D2} \Rightarrow U_a = U_0 - U_{T2} - \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} (U_e - U_{T1})$$

Gültigkeitsbereich: $U_a > U_e - U_{T1}$; U_a von oben einsetzen $\Rightarrow U_e < \frac{U_0 + \sqrt{\beta_1/\beta_2} U_{T1}}{1 + \sqrt{\beta_1/\beta_2}}$ (für $U_{T1} = U_{T2}$)

c) T₁ im Ohmschen Bereich

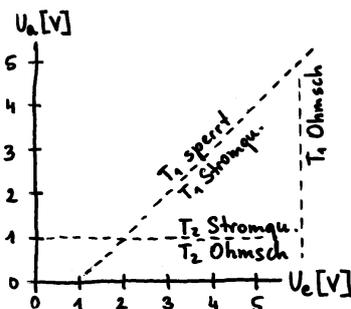
$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \beta_1 [(U_{GS1} - U_{T1}) U_{DS1} - \frac{1}{2} U_{DS1}^2], \text{ hier } I_{D1} = \beta_1 [(U_e - U_{T1}) U_a - \frac{1}{2} U_a^2] \\ I_{D2} &= \frac{\beta_2}{2} (U_{GS2} - U_{T2})^2, \text{ hier } I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} (U_0 - U_a - U_{T2})^2 \end{aligned} \right\} I_{D1} = I_{D2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow U_a = \frac{\beta_1}{\beta_1 + \beta_2} (U_e - U_{T1}) + \frac{\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} (U_0 - U_{T2}) \pm \sqrt{\left[\frac{\beta_1}{\beta_1 + \beta_2} (U_e - U_{T1}) + \frac{\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} (U_0 - U_{T2}) \right]^2 - \frac{\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} (U_0 - U_{T2})^2}$$

⊕ vor $\sqrt{\quad}$ ist auszuschließen, da $U_a(U_e)$ sonst nicht stetig mit b)

3.9) Schritt 1: Untersuchung der Last T₂: identisch Bsp 3.7

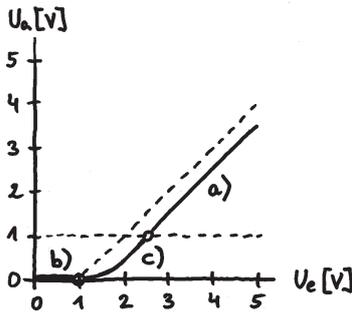
Schritt 2: Einzeichnen der Arbeitsbereiche in die U_a-U_e Ebene



- T₁:
- sperrt für $U_{GS1} < U_{T1}$, hier $U_e - U_a < U_{T1}$, $U_a > U_e - U_{T1}$
 - sonst immer im Stromquellenbereich, da $U_{GD1} = U_e - U_0 < U_{T1} = 1V$

- T₂:
- im Stromquellenbereich für $U_{GS2} < U_{T2}$, hier $0 - U_a < U_{T2}$, $U_a > -U_{T2} = |U_{T2}|$
 - im Ohmschen Bereich für $U_a < |U_{T2}|$
 - sperrt nie wegen $U_{GS2} = 0 > U_{T2}$

Schritt 3: Behandle jede mögliche Kombination der Arbeitsbereiche von T_1 und T_2



a) T_1 und T_2 im Stromquellenbereich

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \frac{\beta_1}{2} (U_{GS1} - U_{T1})^2, \text{ hier } I_{D1} = \frac{\beta_1}{2} (U_e - U_a - U_{T1})^2 \\ I_{D2} &= \frac{\beta_2}{2} (U_{GS2} - U_{T2})^2, \text{ hier } I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} |U_{T2}|^2 \end{aligned} \right\}$$

$$I_{D1} = I_{D2} \Rightarrow U_a = U_e - U_{T1} - \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_1}} |U_{T2}|$$

b) T_1 sperrt $\Rightarrow I_{D1} = 0 \Rightarrow I_{D2} = 0$

$$I\text{-}U \text{ Charakteristik der Last} \Rightarrow U_{DS2} = 0 \Rightarrow U_a = 0$$

c) T_1 im Stromquellenbereich, T_2 im Ohmschen Bereich

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \frac{\beta_1}{2} (U_{GS1} - U_{T1})^2, \text{ hier } I_{D1} = \frac{\beta_1}{2} (U_e - U_a - U_{T1})^2 \\ I_{D2} &= \beta_2 [(U_{GS2} - U_{T2}) U_{DS2} - \frac{1}{2} U_{DS2}^2], \text{ hier } I_{D2} = \beta_2 [|U_{T2}| U_a - \frac{1}{2} U_a^2] \end{aligned} \right\} I_{D1} = I_{D2} \Rightarrow$$

$$U_a = \frac{\beta_1}{\beta_1 + \beta_2} (U_e - U_{T1}) + \frac{\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} |U_{T2}| \pm \sqrt{\left[\frac{\beta_1}{\beta_1 + \beta_2} (U_e - U_{T1}) + \frac{\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} |U_{T2}| \right]^2 - \frac{\beta_1}{\beta_1 + \beta_2} (U_e - U_{T1})^2}$$

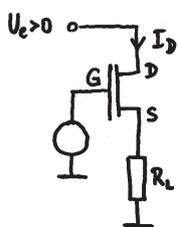
⊕ vor $\sqrt{\quad}$ ist auszuschließen da für $U_e = U_{T1}$: $U_a = 0$ sein muss

3.10) a) $\left. \begin{aligned} T_1 \text{ Strq.} : I_{D1} &= \frac{\beta_1}{2} (U_e - U_{T1})^2 \\ T_2 \text{ Strq.} : I_{D2} &= \frac{\beta_2}{2} (U_o - U_a - U_{T2})^2 \\ T_1 \text{ Grenze Ohmscher / Strq.-Bereich} : U_{GD1} &= U_e - U_a = U_{T1} \end{aligned} \right\} I_{D1} = I_{D2} \Rightarrow U_e$

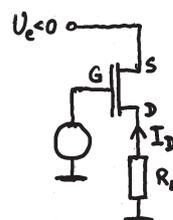
$v_u = -g_{m1} r_2$ mit $r_2 \dots$ differentieller Widerstand der Last, $r_2 = \left(\frac{dI_{D2}}{dU_{DS2}} \right)^{-1}$
 wegen $U_{GS2} = U_{DS2} \Rightarrow I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} (U_{GS2} - U_{T2})^2 = \frac{\beta_2}{2} (U_{DS2} - U_{T2})^2 \Rightarrow r_2 = \frac{1}{g_{m2}}$
 $\Rightarrow v_u = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}}$

b) $v_u = -g_{m1} R_L \Rightarrow R_L$
 $U_o = U_a + R_L I_{D1}$

3.11) Unterscheide $U_e > 0$ und $U_e < 0$:



$U_e > 0$: I_D fließt "von oben nach unten"
 \Rightarrow D "oben"
 S "unten"

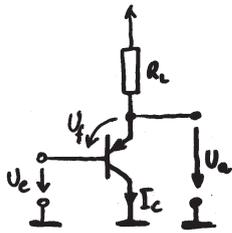


$U_e < 0$: I_D fließt "von unten nach oben"
 \Rightarrow D "unten"
 S "oben"

$U_G = +5V$: T immer im Ohmschen Bereich

$U_G = -5V$: T sperrt immer $\Rightarrow I_D = 0 \Rightarrow U_a = 0$

3.12) Schaltung 1:



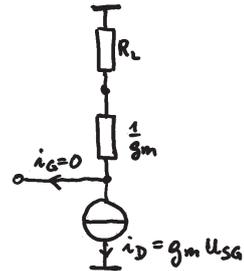
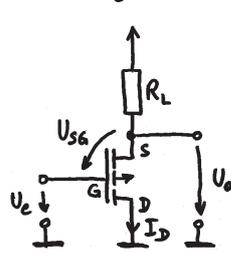
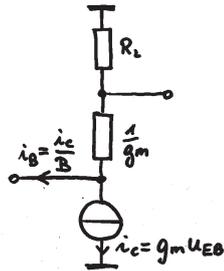
a) $U_{a0} = U_{e0} + U_f$

b) $v_u = \frac{R_L}{\frac{1}{g_m} + R_L}$ mit $\frac{1}{g_m} = \frac{U_T}{I_C}$

c) $r_e = B \left(\frac{1}{g_m} + R_L \right)$

d) $r_a = R_L \parallel \left(\frac{1}{g_m} + \frac{R_G}{B} \right)$

Schaltung 2:



a) $I_D = \frac{\beta}{2} (U_{GS} - \bar{U}_T)^2 \Leftrightarrow I_D = \frac{U_o - U_{a0}}{R_L} \Rightarrow U_{a0}$

b) $v_u = \frac{R_L}{\frac{1}{g_m} + R_L}$ mit $g_m = \sqrt{2\beta I_D}$

c) $r_e \rightarrow \infty$

d) $r_a = R_L \parallel \frac{1}{g_m}$

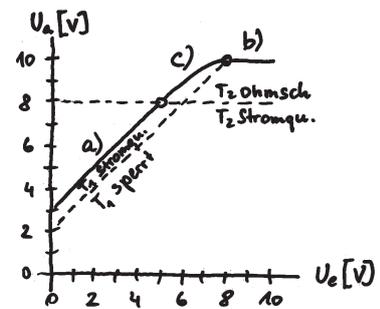
3.13) a) wie Beispiel 3.9a mit $U_e \rightarrow U_o - U_e$, $U_a \rightarrow U_o - U_a$

b) wegen T_2 Stromquelle $\Rightarrow r_2 \rightarrow \infty \Rightarrow$
 $v_u = 1$ \uparrow diff. WdSt von T_2

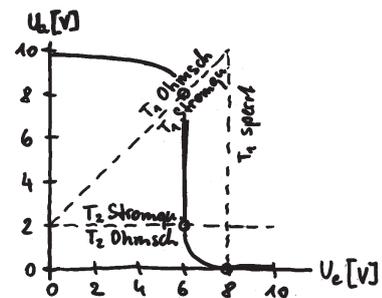
$r_e \rightarrow \infty$

$r_a = \frac{1}{g_{m1}}$

c) siehe Diagramm



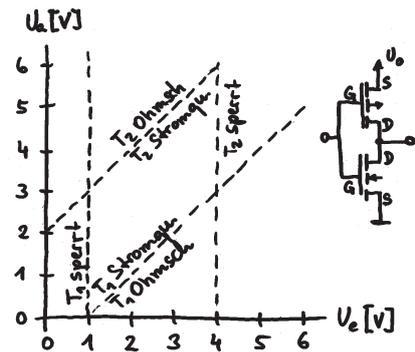
3.14) wie Beispiel 3.7 mit $U_e \rightarrow U_o - U_e$, $U_a \rightarrow U_o - U_a$



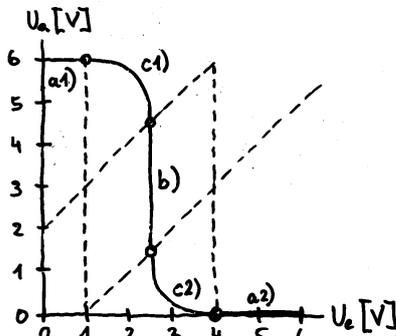
3.15) Einteilung der U_a - U_e Ebene

- T_1 :
- sperrt, wenn $U_{GS1} < U_{T1}$, hier $U_e < U_{T1}$
 - Stromquelle, wenn $U_{GD1} < U_{T1}$, hier $U_e - U_a < U_{T1}$, $U_a > U_e - U_{T1}$
 - Ohmscher Bereich, wenn $U_a < U_e - U_{T1}$

- T_2 :
- sperrt wenn $U_{SG2} < \bar{U}_{T2}$, hier $U_o - U_e < \bar{U}_{T2}$, $U_e > U_o - \bar{U}_{T2}$
 - Stromquelle, wenn $U_{DG2} < \bar{U}_{T2}$, hier $U_a - U_e < \bar{U}_{T2}$, $U_a < U_e + \bar{U}_{T2}$
 - Ohmscher Bereich, wenn $U_a > U_e + \bar{U}_{T2}$



Jede Kombination der Arbeitsbereiche



a1) T_1 sperrt $\Rightarrow I_{D1} = 0 \Rightarrow I_{D2} = 0$
 T_2 leitet $\Rightarrow U_{SD2} = 0 \Rightarrow U_a = U_o$

a2) T_2 sperrt $\Rightarrow I_{D2} = 0 \Rightarrow I_{D1} = 0$
 T_1 leitet $\Rightarrow U_{DS1} = 0 \Rightarrow U_a = 0$

b) T_1 und T_2 im Stromquellenbereich:

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \frac{\beta_1}{2} (U_{GS1} - U_{T1})^2, \text{ hier } I_{D1} = \frac{\beta_1}{2} (U_e - U_{T1})^2 \\ I_{D2} &= \frac{\beta_2}{2} (U_{SG2} - \bar{U}_{T2})^2, \text{ hier } I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} (U_o - U_e - \bar{U}_{T2})^2 \end{aligned} \right\}$$

$I_{D1} = I_{D2}, \beta_1 = \beta_2 \Rightarrow U_e = \frac{1}{2} (U_o + U_{T1} - \bar{U}_{T2})$

c1) T_1 im Stromquellenbereich, T_2 im Ohmschen Bereich

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \frac{\beta_1}{2} (U_{GS1} - U_{T1})^2, \text{ hier } I_{D1} = \frac{\beta_1}{2} (U_e - U_{T1})^2 \\ I_{D2} &= \beta_2 [(U_{SG2} - \bar{U}_{T2}) U_{SD2} - \frac{1}{2} U_{SD2}^2], \text{ hier } I_{D2} = \beta_2 [(U_o - \bar{U}_{T2} - U_e)(U_o - U_a) - \frac{1}{2} (U_o - U_a)^2] \end{aligned} \right\}$$

$I_{D1} = I_{D2}, \beta_1 = \beta_2 \Rightarrow U_a = U_e + \bar{U}_{T2} \pm \sqrt{(U_o - \bar{U}_{T2} - U_e)^2 - (U_e - U_{T1})^2}$

⊖ ist auszuschließen, da U_a für $U_e = U_{T1}$ stetig in a) übergehen muß

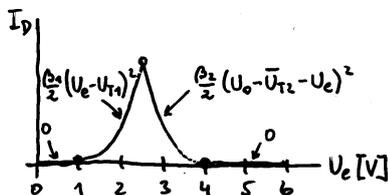
c2) T_1 im Ohmschen Bereich, T_2 im Stromquellenbereich

$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \beta_1 [(U_{GS1} - U_{T1}) U_{DS1} - \frac{1}{2} U_{DS1}^2], \text{ hier } I_{D1} = \beta_1 [(U_e - U_{T1}) U_a - \frac{1}{2} U_a^2] \\ I_{D2} &= \frac{\beta_2}{2} (U_{SG2} - \bar{U}_{T2})^2, \text{ hier } I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} (U_o - U_e - \bar{U}_{T2})^2 \end{aligned} \right\}$$

$I_{D1} = I_{D2}, \beta_1 = \beta_2 \Rightarrow U_a = (U_e - U_{T1}) \pm \sqrt{(U_e - U_{T1})^2 - (U_o - U_e - \bar{U}_{T2})^2}$

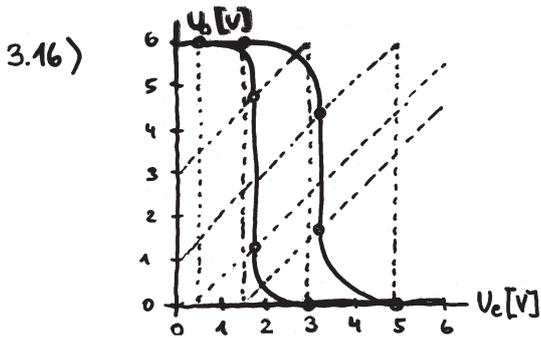
⊕ ist auszuschließen, da U_a für $U_e = U_o - \bar{U}_{T2}$ stetig in a) übergehen muß

d) Maximaler Querstrom (I_D)_{max}



Maximum, wenn beide Transistoren im Stromquellenbereich arbeiten

$(I_D)_{\max} = \frac{\beta_1}{2} (U_e - U_{T1})^2$ mit $U_e = 2,5V$



3.17) a) Wegen Symmetrie vermute $U_{e0} = 0 \Rightarrow U_{a0} = 0$
 Dann wären beide Transistoren im Stromquellenbereich

$$I_{D1} = \frac{\beta_1}{2} \cdot (U_{GS1} - U_{T1})^2 = \frac{\beta_1}{2} \cdot (U_e - U_- - U_{T1})^2$$

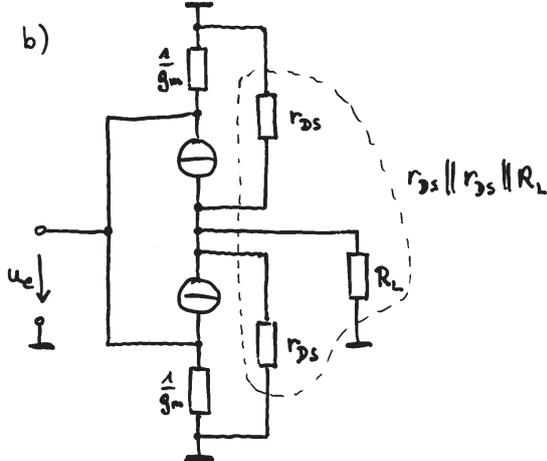
$$I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} \cdot (U_{GS2} - U_{T2})^2 = \frac{\beta_2}{2} \cdot (U_+ - U_{T2} - U_e)^2$$

$$\text{Knotenregel: } I_{D1} + \frac{U_a}{R_L} = I_{D2}$$

$U_e = U_{e0} \Rightarrow I_{D1} = I_{D2}$, aus Knotenregel $\Rightarrow U_{a0} = 0$, Vermutung bestätigt

allgemeines U_e : I_{D1}, I_{D2} in Knotenregel einsetzen, nach U_e differenzieren \Rightarrow

$$v_u = \frac{dU_a}{dU_e} = - [\beta_1 \cdot (U_{e0} - U_- - U_{T1}) + \beta_2 \cdot (U_+ - U_{T2} - U_{e0})] \cdot R_L$$



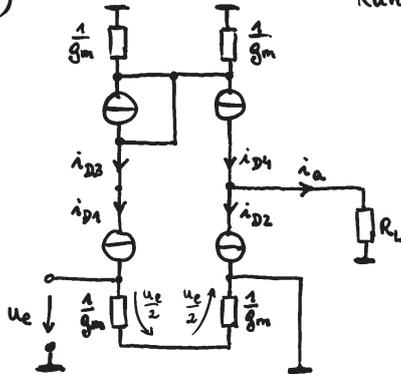
$$r_{Ds} = \frac{1}{g_{Ds}} = \frac{1}{\lambda I_{D0}}, \quad I_{D0} = I_{D1}(U_e = 0)$$

in Formel für v_u aus a):

R_L durch $r_{Ds} \parallel r_{Ds} \parallel R_L$ ersetzen

3.18) a) T_3, T_4 bilden einen Stromspiegel $\Rightarrow I_{D3} = I_{D4}$
 $U_{e0} = 0 \Rightarrow I_{D1} = I_{D2}$
 Gateströme von $T_3, T_4 = 0 \Rightarrow I_{D3} = I_{D1}$ } $\Rightarrow I_{D4} = I_{D2} \Rightarrow I_a = 0$

b) Ruhestrome in allen Transistoren gleich $\Rightarrow g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} =: g_m$

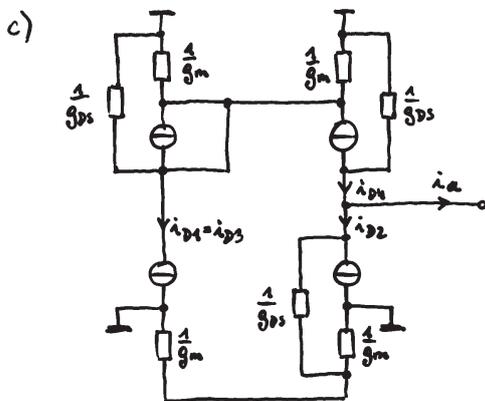


$$i_{D1} = \frac{1}{2} g_m u_e \quad i_{D2} = -\frac{1}{2} g_m u_e$$

$$i_{D4} = i_{D3} = i_{D1}$$

$$\text{Knotenregel: } i_a = i_{D1} - i_{D2} = g_m u_e$$

$$g = \frac{i_a}{u_e} = g_m = \sqrt{2\beta I_{D1}} = \sqrt{\beta I_0}$$



analog Beispiel 2.23 d):

r_a hat 3 Anteile

$$\text{zufolge } i_{D2}: r_{a1} = \frac{1}{g_{DS}} \left(1 + g_m \cdot \frac{1}{g_m}\right) = \frac{2}{g_{DS}}$$

$$\text{zufolge } \frac{1}{g_{DS}} \text{ von } T_4: r_{a2} = \frac{1}{g_{DS}}$$

$$\text{zufolge } i_{D1} = -i_{D2} \text{ über Stromspiegel: } r_{a3} = r_{a1}$$

$$r_a = r_{a1} \parallel r_{a2} \parallel r_{a3} = \frac{1}{2g_{DS}}$$

d) Kleinsignalersatzschaltung ist ein lineares Netzwerk \Rightarrow
 Leerlaufspannung = Kurzschlussstrom * Innenwiderstand,
 $(u_a)_{LL} = (i_a)_{KS} \cdot r_a \quad \left| \cdot \frac{1}{u_e} \Rightarrow v_u = g \cdot r_a$

3.19) $U_{e2} = 0 \dots T_2$ sperrt, T_4 leitet (Bed.f. Ohmschen Bereich: $U_{DG4} > \bar{U}_T \Rightarrow U_{SD4} < U_0 - \bar{U}_T$)

a) $U_{e1} = 0 \dots T_1$ sperrt, T_3 leitet $\dots U_a = U_0$; gilt für $U_{e1} \leq U_T$

b) $U_{e1} \geq U_T: U_a \leq U_0 \dots U_{DG1} \approx U_T - U_0 \dots < U_T \Rightarrow T_1$ Strq.
 I_{D4} klein $\dots U_{SD4} \approx 0 \dots < U_0 - \bar{U}_T \Rightarrow T_4$ Ohmsch
 $U_{DG3} \approx U_0 - U_T \dots > \bar{U}_T \Rightarrow T_3$ Ohmsch

c) $U_{DG4} = U_0 - U_{SD4}$
 $U_{DG3} = U_0 - U_{SD4} - \underbrace{U_{SD3} - U_{e1}}_{< 0}$ } $< \bar{U}_T$ für Strq. \Rightarrow für U_{DG3} leichter zu erfüllen

$$d) I_{D1} = \frac{\beta}{2} (U_{GS1} - U_T)^2, \quad I_{D3} = \frac{\beta}{2} (U_{SG3} - \bar{U}_T)^2, \quad I_{D4} = \beta \left[(U_{SG4} - \bar{U}_T) U_{SD4} - \frac{1}{2} U_{SD4}^2 \right]$$

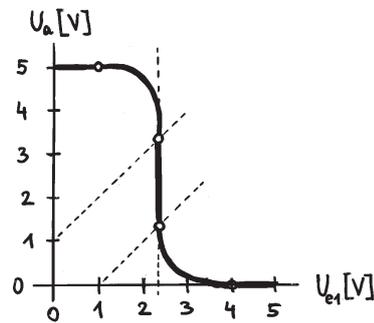
\uparrow U_{e1} \uparrow $U_0 - U_{SD4} - U_{e1}$ \uparrow U_0

$I_{D1} = I_{D3} = I_{D4}$, U_{SD4} eliminieren

e) Obere Grenze für U_a : T_3 Ohmsch \rightarrow Strq. $U_{DG3} = U_a - U_{e1} = \bar{U}_T$
 Untere Grenze für U_a : T_1 Strq. \rightarrow Ohmsch $U_{GD1} = U_{e1} - U_a = U_T$

f) $U_{e1} = U_0$: $U_{SG3} = (U_0 - U_{SD4}) - U_0 = -U_{SD4} \dots < U_T \dots T_3$ sperrt; da T_1 leitet $\Rightarrow U_a = 0$

$I_{D4} = 0 \Rightarrow U_{SD4} = 0 \dots U_{SG3} = U_0 - U_{e1} \leq U_T$ damit T_3 sperrt



TEIL 4

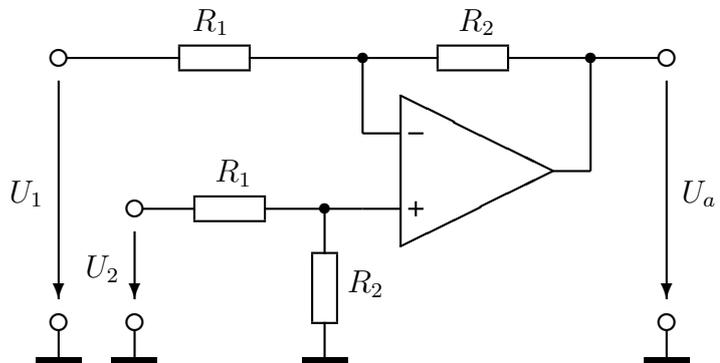
Schaltungen mit Operationsverstärkern

Schaltungen mit idealen Operationsverstärkern

4.1) Differenzverstärker

Gegeben: $R_1 = 1\text{ k}\Omega$,
 $R_2 = 100\text{ k}\Omega$

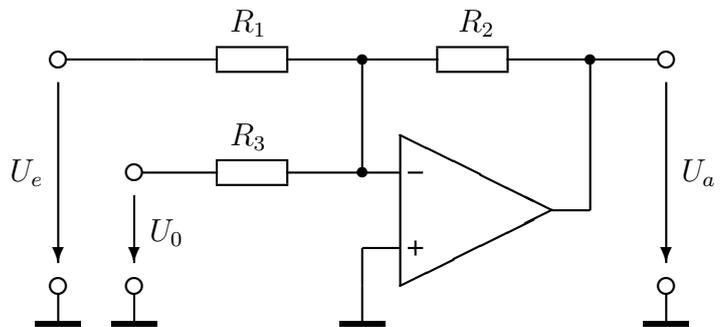
Ermitteln Sie die Abhängigkeit $U_a(U_1, U_2)$.



4.2) Nullpunktverschiebung

Gegeben: $R_1 = 1\text{ k}\Omega$, $U_0 = -10\text{ V}$

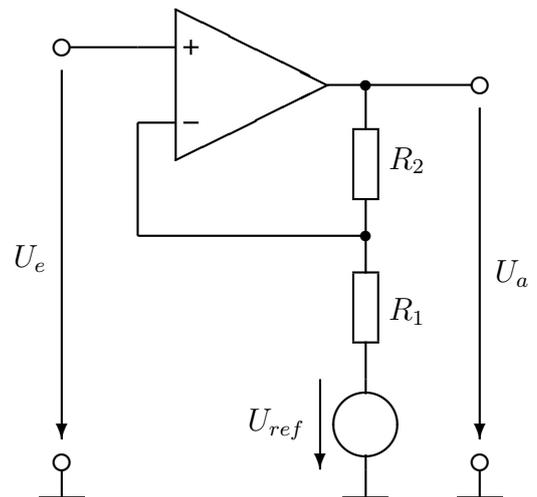
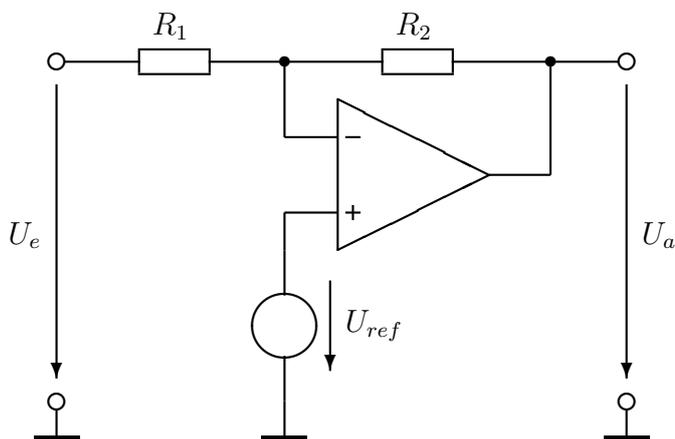
Bestimmen Sie die Widerstände R_2 und R_3 so, dass die Ausgangsspannung den Bereich $[0\text{ V} \dots 10\text{ V}]$ überstreicht, wenn U_e im Bereich $[-2\text{ V} \dots +2\text{ V}]$ variiert.



4.3) Nullpunktverschiebung mit Spannungsquelle

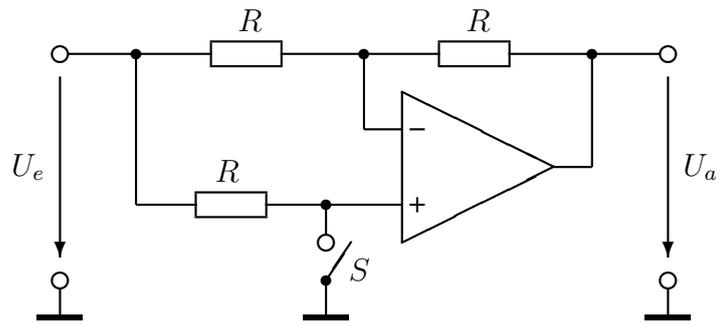
Gegeben: $R_1 = 1\text{ k}\Omega$

Bestimmen Sie in jeder der Schaltungen den Widerstand R_2 und die Spannung U_{ref} so, dass die Ausgangsspannung den Bereich $[0\text{ V} \dots 10\text{ V}]$ überstreicht, wenn U_e im Bereich $[-2\text{ V} \dots +2\text{ V}]$ variiert.



4.4)

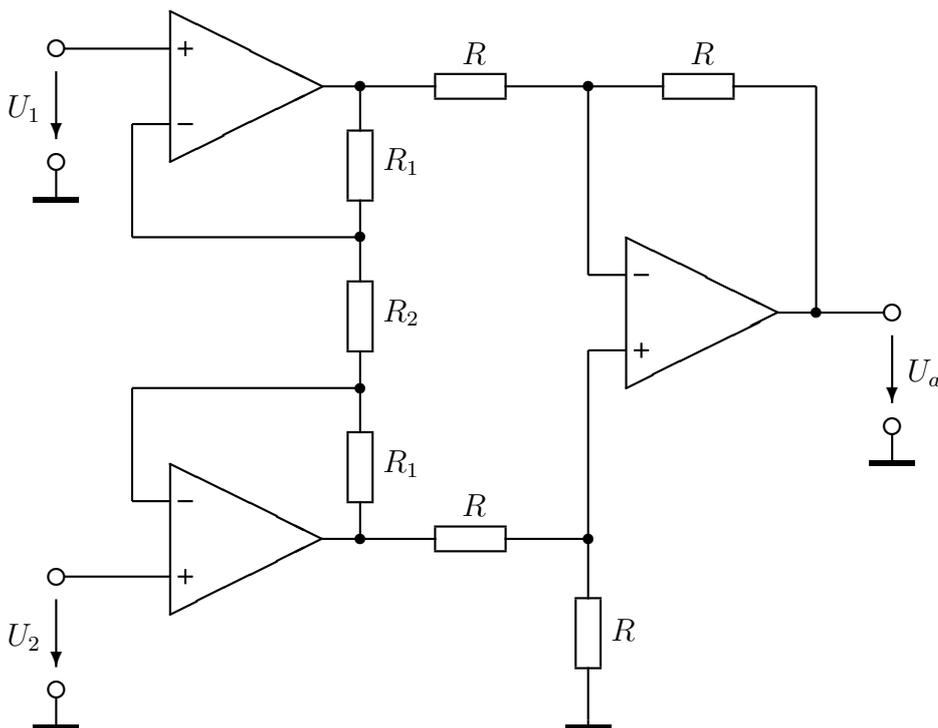
Welche Funktion hat die Schaltung bei geöffnetem bzw. geschlossenem Schalter?



4.5) Instrumentierverstärker

Gegeben: $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$

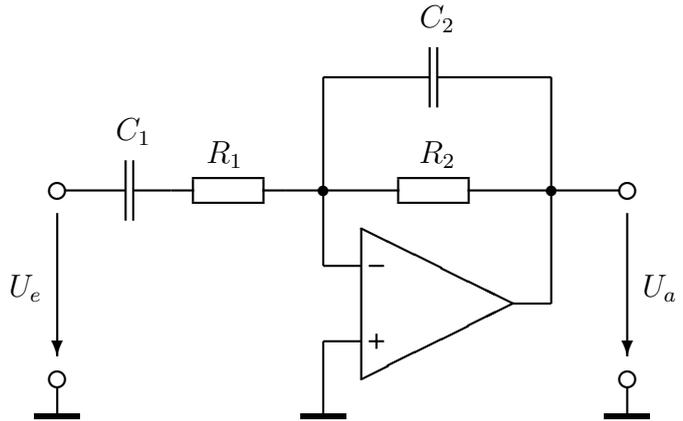
Bestimmen Sie die Abhängigkeit $U_a(U_1, U_2)$.



4.6) Aktiver Bandpass

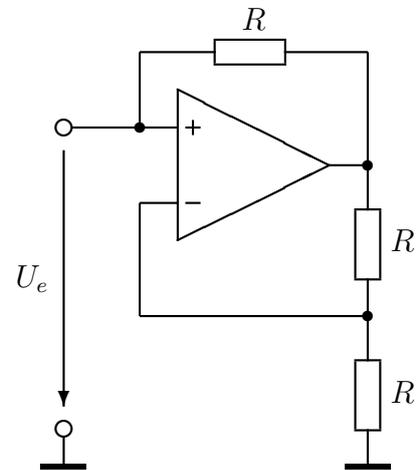
Gegeben: $R_1 = 1\text{ k}\Omega$, $R_2 = 10\text{ k}\Omega$,
 $C_1 = 100\text{ nF}$, $C_2 = 1\text{ nF}$.

- a) Berechnen Sie die komplexe Verstärkung $v_r = \underline{U}_a / \underline{U}_e$ als Funktion der Kreisfrequenz ω .
- b) Zeichnen Sie das Bodediagramm.



4.7) Negativer Widerstand

Berechnen Sie den Eingangswiderstand als Funktion von R .



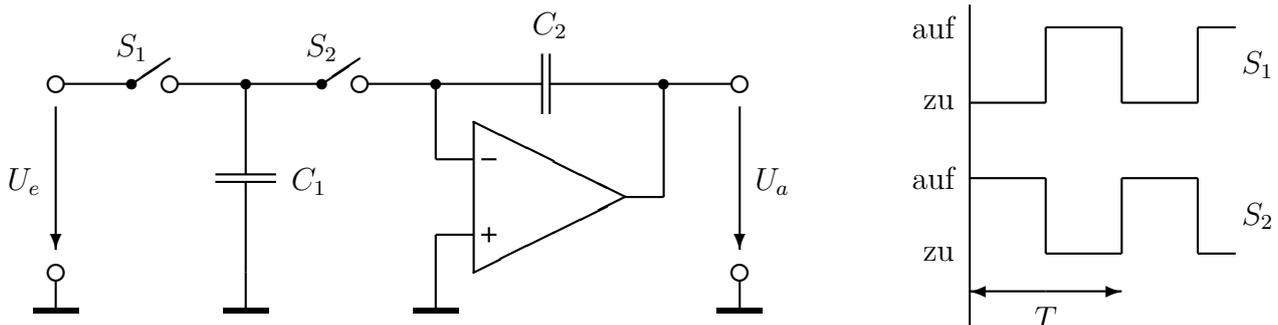
4.8) Switched Capacitor Filter

Zeigen Sie, dass sich die Schaltung wie ein Integrator verhält:

$$U_a = K \cdot \int U_e dt$$

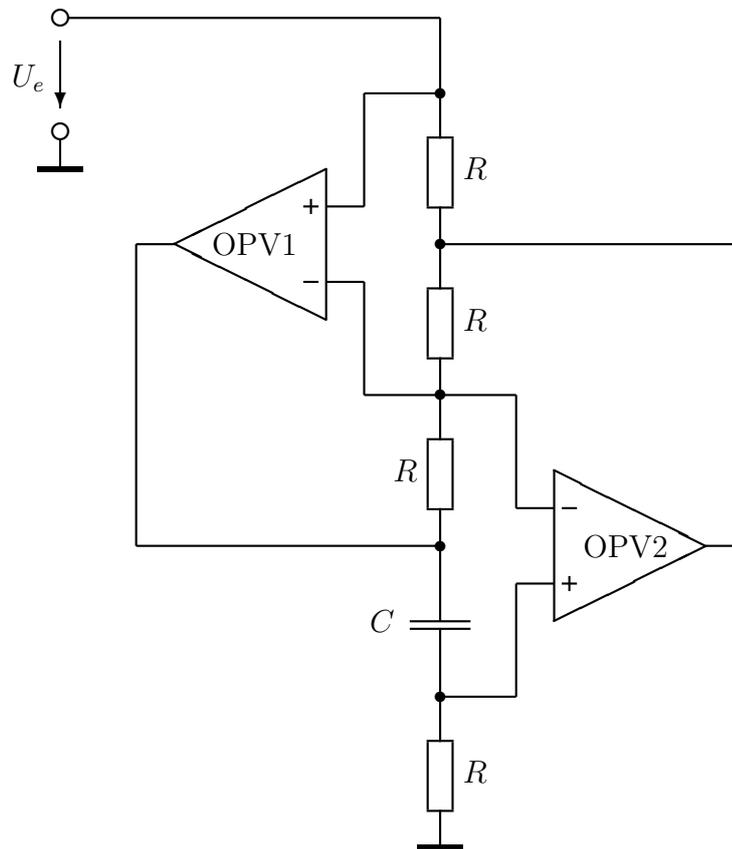
wenn die Schalter wie angegeben gesteuert werden. Berechnen Sie den Vorfaktor K als Funktion der Kapazitäten und der Frequenz $f = 1/T$, mit der die Schalter gesteuert werden.

Hinweis: Berechnen Sie die Ladung, die C_1 in jeder Periode aufnimmt und wieder abgibt.



4.9) Gyrator

Zeigen Sie, dass der komplexe Eingangswiderstand der Schaltung jenem einer Spule entspricht und berechnen Sie die äquivalente Induktivität.



Schaltungen mit realen Operationsverstärkern

In den folgenden Beispielen verwenden Sie bitte die Daten des Operationsverstärkers 741C. Wenn in der Tabelle angeführt, ist mit den ungünstigsten Werten zu rechnen, sonst mit den typischen.

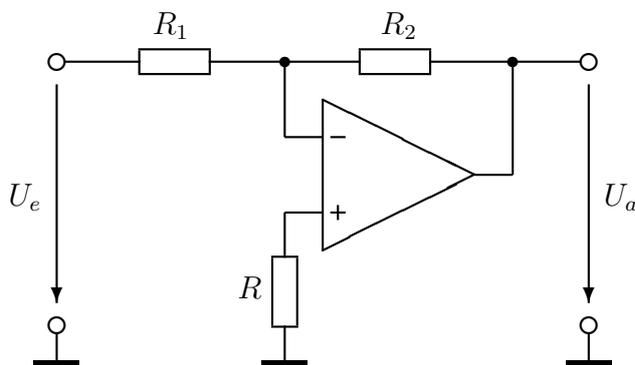
μA741C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

CHARACTERISTICS (see definitions)	CONDITIONS	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S < 10\text{ k}\Omega$	U_{ed0}		2.0	6.0	mV
Input Offset Current		I_{ed0}		20	200	nA
Input Bias Current (+)		I_{eo}		80	500	nA
Input Resistance		r_{ed}	0.3	2.0		MΩ
Input Capacitance		C_{ed}		1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range				±15		mV
Input Voltage Range			±12	±13		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S < 10\text{ k}\Omega$		70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S < 10\text{ k}\Omega$			30	150	μV/V
Large Signal Voltage Gain	$R_L > 2\text{ k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10\text{ V}$	V_g	20,000	200,000		
Output Voltage Swing	$R_L > 10\text{ k}\Omega$	U_{sat}	±12	±14		V
	$R_L > 2\text{ k}\Omega$		±10	±13		V
Output Resistance		r_{ag}		75		Ω
Output Short Circuit Current		I_{amax}		25		mA
Supply Current				1.7	2.8	mA
Power Consumption				50	85	mW
Transient Response (Unity Gain)	Rise time	$(\tau \dots \text{Zeitkonstante}) \quad t_r = \tau \cdot \ln 9$ $V_{IN} = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L < 100\text{ pF}$		0.3		μs
	Overshoot			5.0		%
Slew Rate	$R_L > 2\text{ k}\Omega$	SR		0.5		V/μs

+) Die Eingangsströme fließen aus den Eingängen heraus

4.10) Summierverstärker



Gegeben: $R_1 = 2\text{ k}\Omega$,
 $R_2 = 100\text{ k}\Omega$,
 $U_e = 100\text{ mV}$

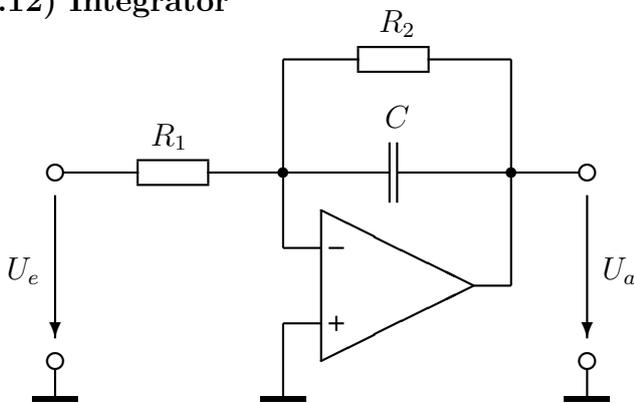
- In welchem Bereich liegt die Ausgangsspannung U_a unter Berücksichtigung der Offsetspannung U_{ed0} ? ($R = 0$)
- In welchem Bereich liegt die Ausgangsspannung U_a unter Berücksichtigung des Biasstromes I_{e0} ? ($R = 0$, $I_{ed0} = 0$)
- Wie muss der Widerstand R gewählt werden, damit die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Biasstrom verschwindet? ($I_{ed0} = 0$)

- d) In welchem Bereich liegt die Ausgangsspannung U_a unter Berücksichtigung des Offsetstromes I_{cd0} , wenn R den in c) bestimmten Wert hat?

4.11) Differenzverstärker

Geben Sie die Schwankungsbreite der Ausgangsspannung zufolge der Offsetspannung in den Schaltungen von Beispiel 4.1) bzw. Beispiel 4.5) an. Nehmen Sie in der Schaltung von Beispiel 4.5) an, dass alle Operationsverstärker dieselbe Offsetspannung (innerhalb des Streubereichs) haben.

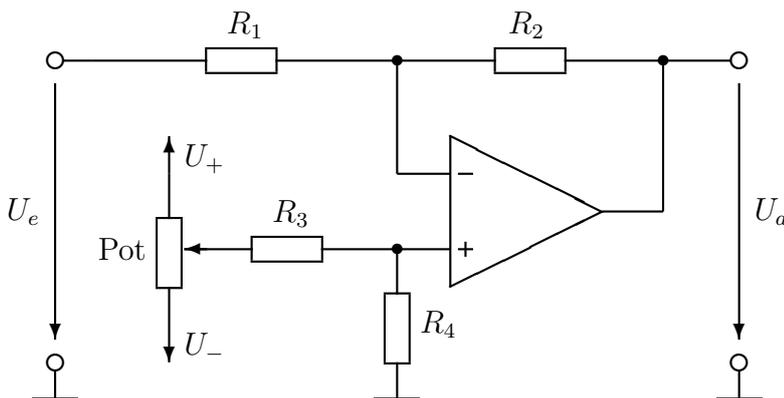
4.12) Integrator



Gegeben: $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$,
 $C = 10 \text{ nF}$

- a) In welcher Zeit steigt im ungünstigsten Fall der Betrag der Ausgangsspannung $|U_a|$ infolge des Biasstroms von 0 V auf 10 V an, wenn $U_e = 0$ ist und R_2 weggelassen wird?
- b) wie a), jedoch infolge der Offsetspannung.
- c) Wie groß muss R_2 gewählt werden, damit der Betrag der Ausgangsspannung $|U_a|$ bei $U_e = 0$ im ungünstigsten Fall auf maximal 0,5 V ansteigen kann (unter Berücksichtigung sowohl des Biasstroms als auch der Offsetspannung)?
- d) Zeichnen Sie für diesen Wert von R_2 das Bodediagramm der Verstärkung \underline{v}_r .

4.13) Offsetspannungskorrektur beim Summierverstärker



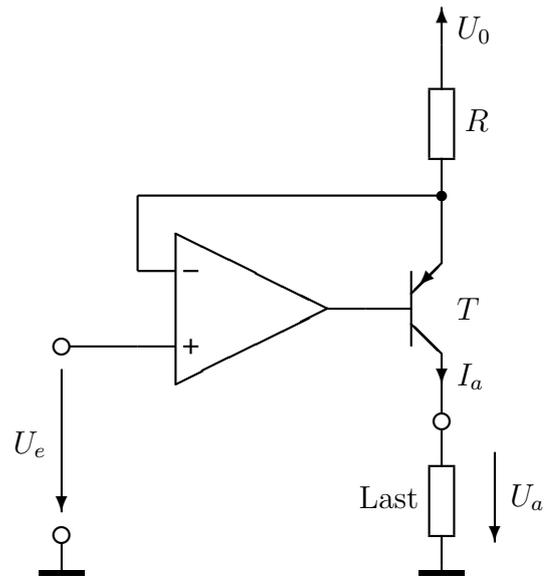
Gegeben: $U_+ = 5 \text{ V}$,
 $U_- = -5 \text{ V}$,
 $R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$,
 $R_2 = 270 \text{ k}\Omega$,
 $R_{Pot} = 10 \text{ k}\Omega$

- a) Berechnen Sie die Spannungsverstärkung bei idealem Operationsverstärker und Mittenstellung des Potentiometers.
- b) Dimensionieren Sie R_3 und R_4 so, dass die Offsetspannung korregiert werden kann. R_3 und R_4 sollen möglichst hochohmig sein, der Einfluss des Biasstroms I_{e0+} auf die Ausgangsspannung soll aber nicht stärker als 1 % jenes der Offsetspannung sein.

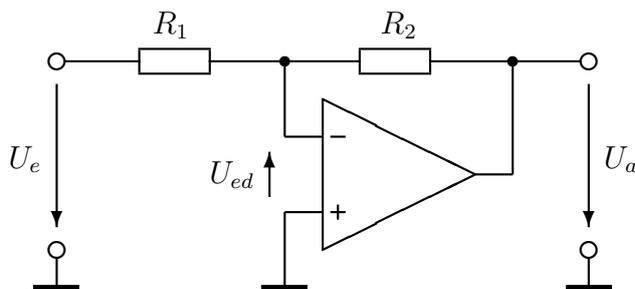
4.14) Stromquelle

Gegeben: Transistor: $B = 60$, $U_{ECsat} = 0,2 V$,
 $U_f = 0,7 V$.

- a) Wie groß ist der maximale Ausgangsstrom $(I_a)_{max}$ zufolge der OPV-Kenn Daten.
- b) Dimensionieren Sie den Widerstand R so, dass sich bei $I_a = (I_a)_{max}$ die Ausgangsspannung bis zu $U_0 - 2 V$ einstellen kann.
- c) Bestimmen Sie den Zusammenhang $I_a(U_e)$.



4.15) Dynamisches Verhalten des Summierverstärkers

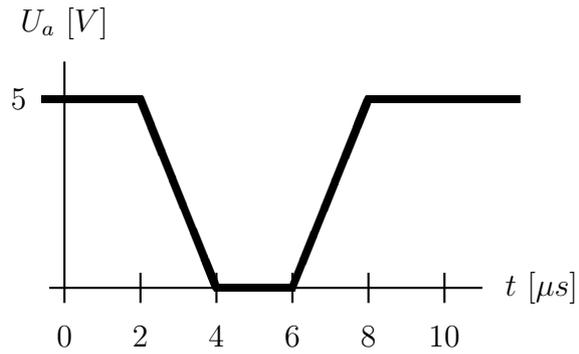


Gegeben: $R_1 = 1 k\Omega$
 $R_2 = 10 k\Omega$
 $v_g^0 = 200000$
 $f_{gg} = \omega_{gg}/2\pi = 10 Hz$

- a) Bestimmen Sie die Grenzfrequenz der Verstärkung $v_r = \underline{u}_a/\underline{u}_e$ und die Transitfrequenz, und zeichnen Sie das Bodediagramm von \underline{v}_g und \underline{v}_r .
- b) Skizzieren Sie den zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung $U_a(t)$, wenn die Eingangsspannung zum Zeitpunkt $t = 0$ von 0 auf 10 mV springt und davor und danach konstant ist.
- c) Skizzieren Sie den zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung $U_a(t)$, wenn die Eingangsspannung zum Zeitpunkt $t = 0$ von 0 auf 1 V springt und davor und danach konstant ist.

4.16) Slew-Rate-Begrenzung

Eine OPV-Schaltung hätte ohne Slew-Rate-Begrenzung nebenstehenden Zeitverlauf der Ausgangsspannung. Zeichnen Sie den Verlauf unter Berücksichtigung der Slew Rate.



4.17) Großsignalbandbreite

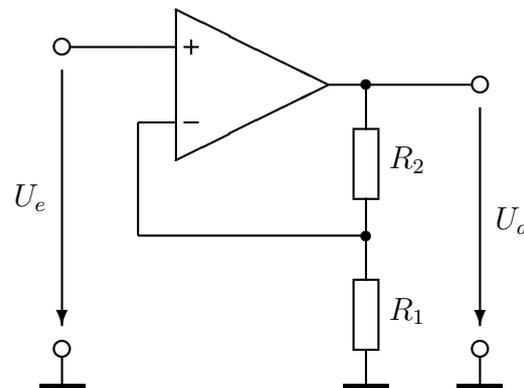
In einer Operationsverstärkerschaltung tritt bei gegebener Eingangsspannung unter idealen Verhältnissen am OPV-Ausgang die Sinusspannung $U_a(t) = \hat{U}_a \cdot \sin \omega t$ mit der Amplitude $\hat{U}_a = 10 \text{ V}$ auf. Zuzufolge der Slew-Rate kommt es bei hohen Frequenzen zu Verzerrungen.

- Berechnen Sie die maximale Frequenz f_G , bei der Verzerrungen des Ausgangssignals noch nicht auftreten (Großsignalbandbreite).
- Skizzieren Sie den Verlauf $U_a(t)$ für die Frequenz $f = 10 f_G$.

4.18) Sprungantwort des Elektrometerverstärkers

Gegeben: $R_1 = 200 \Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$
 $f_T = 1,17 \text{ MHz}$.

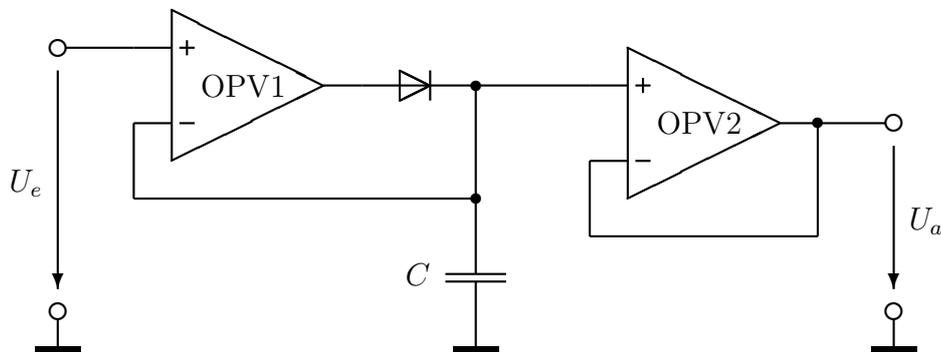
- Berechnen Sie die Zeitkonstante τ der Ausgangsspannung für Kleinsignalverhalten.
- Zum Zeitpunkt $t = 0$ springt die Eingangsspannung von 50 mV auf 60 mV . Nach welcher Zeit $t_{0,9}$ hat die Ausgangsspannung 90 % ihrer Änderung vollzogen?
- wie b), für einen Eingangsspannungssprung von 50 mV auf 1 V .



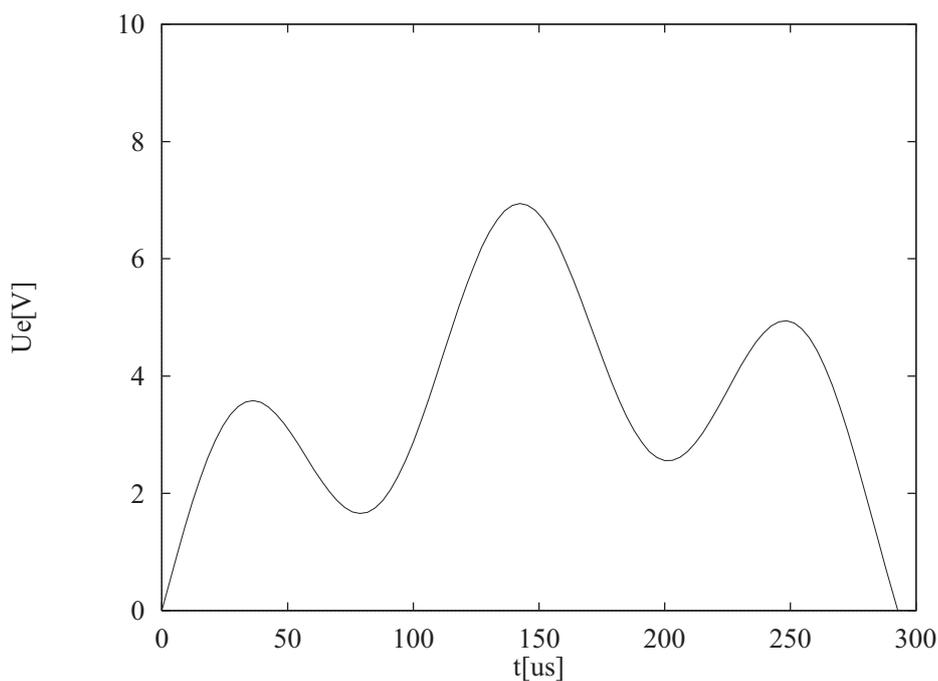
Bemerkung: Die angegebene Transitfrequenz lässt sich aus der im Datenblatt angeführten Anstiegszeit t_r errechnen. Diese gilt für "unity gain", d. h. für eine Beschaltung, bei der die Verstärkung $v_r^0 = 1$ ist. Die Transitzkreisfrequenz ist daher $\omega_T = 1/\tau_1$, wobei τ_1 die zur angegebenen Anstiegszeit gehörige Zeitkonstante ist ($\tau_1 = t_r / \ln 9$).

Hinweis zu b)c): Überlegen Sie jeweils, ob Kleinsignalverhalten vorliegt oder ob die Slew Rate limitierend ist.

4.19) Spitzenwertdetektor

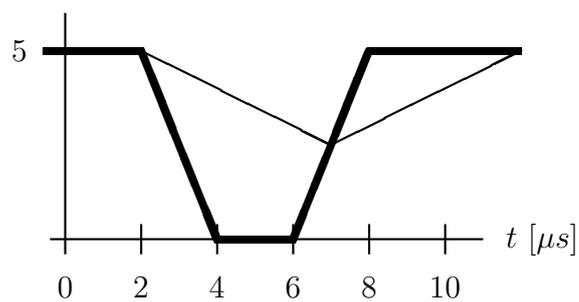


- Welche Ausgangsspannung $U_a(t)$ erzeugt das dargestellte Eingangssignal $U_e(t)$, wenn der Operationsverstärker ideal angenommen wird?
- Auf welchem Potential U_{a1} liegt der Ausgang von OPV1 für $U_e < U_a$? (Die Offsetspannungen sind zu vernachlässigen.)
- Wie sieht der Verlauf der Ausgangsspannung $U_a(t)$ aus, wenn berücksichtigt wird, dass sich der Ausgang von OPV1 nur mit endlicher Anstiegsgeschwindigkeit (Slew-Rate) ändern kann? Die Flussspannung der Diode beträgt $0,7\text{ V}$.
- Schätzen Sie die Änderungsrate der Ausgangsspannung ab, wenn $U_e < U_a$ ist. Die Eingangsströme der Operationsverstärker fließen aus den Anschlüssen heraus. Der Sperrstrom der Diode ist 25 nA . Die Kapazität des Kondensators beträgt 10 nF .



Lösungen

- 4.1) $U_a = 100 \cdot (U_2 - U_1)$.
- 4.2) $R_2 = 2,5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$.
- 4.3) Summierverstärker: $R_2 = 2,5 \text{ k}\Omega$, $U_{ref} = 1,43 \text{ V}$.
Elektrometerverstärker: $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$, $U_{ref} = -3,33 \text{ V}$.
- 4.4) S geschlossen: $U_a = -U_e$.
S offen: $U_a = U_e$.
- 4.5) $U_a = 201 \cdot (U_2 - U_1)$.
- 4.6) $\underline{v}_r = -j\omega R_2 C_1 (1 + j\omega R_1 C_1)^{-1} (1 + j\omega R_2 C_2)^{-1}$.
Bodediagramm siehe "Hinweise".
- 4.7) $R_e = -R$
- 4.8) $K = -f C_1 / C_2$.
- 4.9) $L = R^2 C$.
- 4.10) a) $U_a = [-5,306 \text{ V} \dots - 4,694 \text{ V}]$.
b) $U_a = [-5,05 \text{ V} \dots - 5,0 \text{ V}]$.
c) $R = 1,96 \text{ k}\Omega$.
d) $U_a = -5,0 \text{ V} \pm 20 \text{ mV}$.
- 4.11) zu Bsp. 4.1): $\Delta U_a = 1,212 \text{ V}$.
zu Bsp. 4.5): $\Delta U_a = 24 \text{ mV}$.
- 4.12) a) $\Delta t = 0,2 \text{ s}$.
b) $\Delta t = 0,0167 \text{ s}$.
c) $R_2 = 76 \text{ k}\Omega$.
d) siehe "Hinweise".
- 4.13) a) $v_{r\infty} = -100$.
b) $R_3 = 99,88 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 120 \Omega$.
- 4.14) a) $(I_a)_{max} = 1,5 \text{ A}$.
b) $R = 1,2 \Omega$.
c) $I_a = (U_0 - U_e) / R$.
- 4.15) a) $f_{gr} = 200 \text{ kHz}$, $f_T = 2 \text{ MHz}$.
Bodediagramm siehe "Hinweise".
b) $\tau = 0,796 \mu\text{s}$. Zeitverlauf siehe "Hinweise".
c) siehe "Hinweise".

4.16) U_a [V]

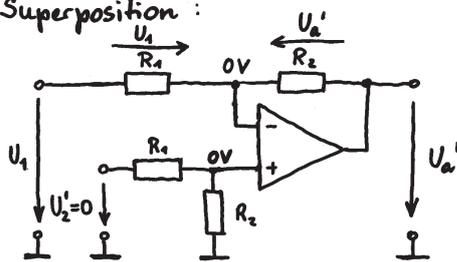
4.17) a) $f_G = 7,96 \text{ kHz}$.
b) siehe "Hinweise".

4.18) a) $\tau = 1,50 \mu s$.
b) $t_{0,9} = 3,45 \mu s$.
c) $t_{0,9} = 18,8 \mu s$.

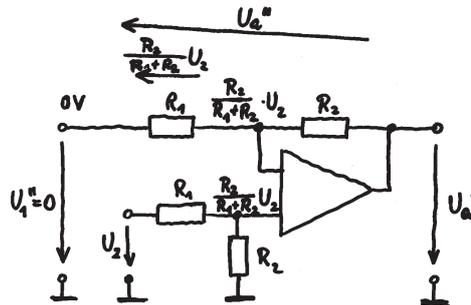
4.19) a) siehe "Hinweise".
b) $U_{a1} = -14 \text{ V}$.
c) siehe "Hinweise".
d) $dU_a/dt = 0,1 \text{ V/ms}$.

Hinweise

4.1) Superposition:



$$U_{a'} = -\frac{R_2}{R_1} U_1$$



$$U_{a''} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_2 = \frac{R_2}{R_1} U_2$$

$$U_a = U_{a'} + U_{a''} = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$$

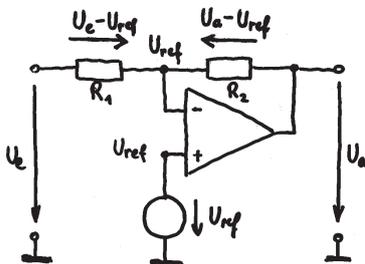
Beachte: Da Eingangsströme des OPV = 0, sind beide Spannungsteiler $R_1:R_2$ unbelastet

4.2) Superposition: $U_o' = 0, U_e' = U_e : U_{a'} = -\frac{R_2}{R_1} U_e$
 $U_o'' = U_o, U_e'' = 0 : U_{a''} = -\frac{R_2}{R_3} U_o$ } $U_a = U_{a'} + U_{a''} = -R_2 \left(\frac{U_e}{R_1} + \frac{U_o}{R_3} \right)$

Invertierender Verstärker, d.h. $U_e \uparrow \Rightarrow U_a \downarrow$

$\Rightarrow U_e = -2V \dots U_a = 10V, U_e = +2V \dots U_a = 0V$... 2 Gleichungen mit 2 Unbekannten

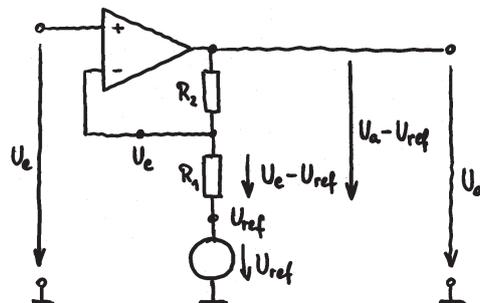
4.3)



$$U_a - U_{ref} = -\frac{R_2}{R_1} (U_e - U_{ref})$$

invertierend: $U_e = -2V \dots U_a = 10V$

$U_e = +2V \dots U_a = 0V$

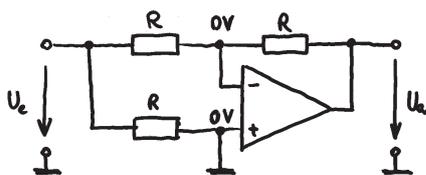


$$U_a - U_{ref} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (U_e - U_{ref})$$

nicht invertierend: $U_e = -2V \dots U_a = 0V$

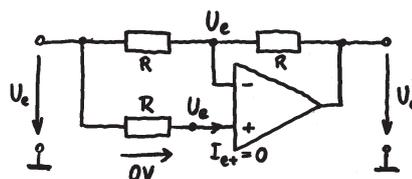
$U_e = +2V \dots U_a = 10V$

4.4) S geschlossen:



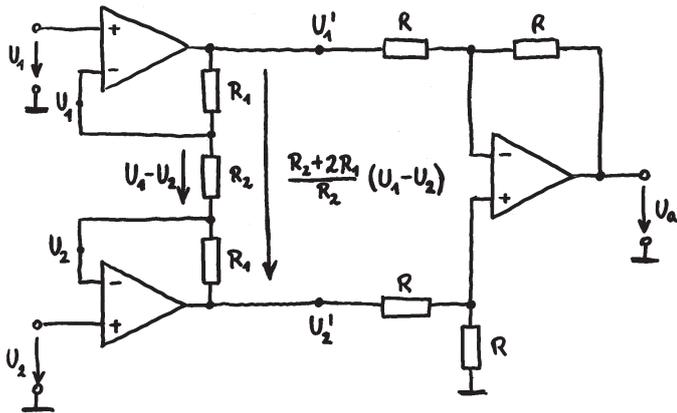
Summierverstärker: $U_a = -\frac{R}{R} U_e$

S offen:



$U_a - U_e = -\frac{R}{R} (U_e - U_e) = 0 \Rightarrow U_a = U_e$

4.5)



analog Beispiel 4.1:

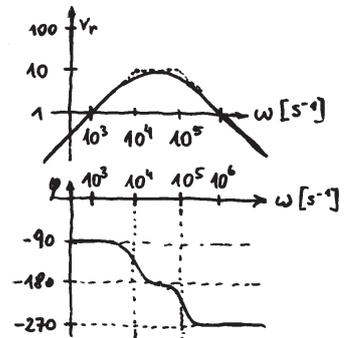
$$U_a = U_2' - U_1'$$

$$U_2' - U_1' = -\frac{R_2 + 2R_1}{R_2} (U_1 - U_2)$$

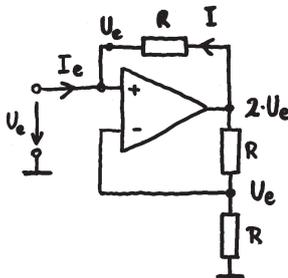
4.6) als Summierverstärker mit komplexen Widerständen behandeln

$$V_r = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \dots = \frac{-j \frac{\omega}{\omega_{g2}}}{(1 + j \frac{\omega}{\omega_{g1}})(1 + j \frac{\omega}{\omega_{g2}})}$$

mit $\omega_{g1} = \frac{1}{R_1 C_1} = 10^4 \text{ s}^{-1}$, $\omega_{g2} = \frac{1}{R_1 C_2} = 10^5 \text{ s}^{-1}$, $\omega_3 = \frac{1}{R_2 C_1} = 10^3 \text{ s}^{-1}$



4.7)



$$I = \frac{2U_e - U_e}{R} = \frac{U_e}{R}$$

$$I_e = -I$$

$$R_e = \frac{U_e}{I_e} = -R$$

4.8) S_1 geschlossen, S_2 offen : C_1 lädt sich auf U_e auf; Ladung $Q_1 = C_1 U_e$

S_1 offen, S_2 geschlossen : C_1 entlädt sich gegen 0V (virtuelle Masse); Ladung fließt in C_2 und addiert sich zur dortigen Ladung:

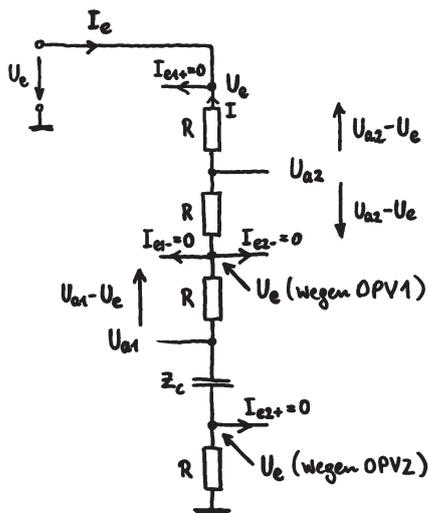
$$Q_1 = \Delta Q_2 = -C_2 \Delta U_a$$

In jeder Periode T : $\Delta U_a(t) = -\frac{C_1}{C_2} U_e(t)$

$$U_a = \sum_i \Delta U_a(t_i) = -\frac{C_1}{C_2} \sum_i U_e(t_i) = -\frac{C_1}{C_2} \sum_i U_e(t_i) \cdot \underbrace{f \Delta t}_1 \quad (\Delta t = T, f = 1/T)$$

$$\approx -\frac{C_1}{C_2} f \cdot \int U_e(t) dt$$

4.9)



$$U_{a1} = \frac{R+Z_c}{R} U_e = \left(1 + \frac{Z_c}{R}\right) U_e$$

$$U_{a2} - U_e = -\frac{R}{R} \underbrace{(U_{a1} - U_e)}_{\frac{Z_c}{R} U_e}$$

$$I = \frac{U_{a2} - U_e}{R} = -\frac{Z_c}{R^2} U_e$$

$$I_e = -I = \frac{Z_c}{R^2} U_e$$

$$R_e = \frac{U_e}{I_e} = \frac{R^2}{Z_c} = j\omega R^2 C \quad \text{"L"}$$

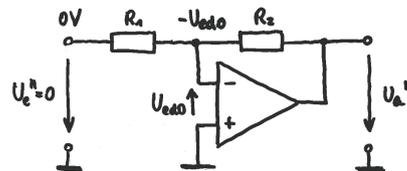
4.10) a) Superposition:

Fall 1: $U_e' = U_e, U_{edo}' = 0 \Rightarrow U_a' = -\frac{R_2}{R_1} U_e$

Fall 2: $U_e'' = 0, U_{edo}'' = U_{edo}$

$\Rightarrow U_a'' = \frac{R_1+R_2}{R_1} (-U_{edo})$

$U_{edo} = [-6\text{mV} \dots +6\text{mV}] \Rightarrow U_a'' = [-306\text{mV} \dots +306\text{mV}]$



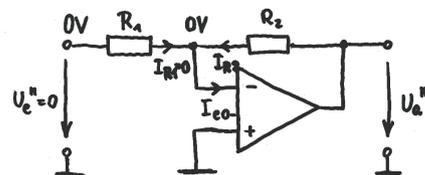
b) Superposition:

Fall 1: $U_e' = U_e, I_{eo-}' = 0 \Rightarrow U_a' = -\frac{R_2}{R_1} U_e$

Fall 2: $U_e'' = 0, I_{eo-}'' = I_{eo-}$

$I_{R2} = I_{eo-} \Rightarrow U_a'' = R_2 \cdot I_{eo-}$

$I_{eo-} = [-500\text{nA} \dots 0\text{nA}] \Rightarrow U_a'' = [-50\text{mV} \dots 0\text{mV}]$



c) Superposition wie in b), jedoch zusätzlich

Fall 3: $U_e''' = 0, I_{eo-}''' = 0, I_{eo+}''' = I_{eo+}$

$U_a''' = \frac{R_1+R_2}{R_1} (-R \cdot I_{eo+})$

(in den Fällen 1 und 2 bringt R keine Änderung, da $I_{eo+}' = 0, I_{eo+}'' = 0$ kein Spannungsabfall an R)

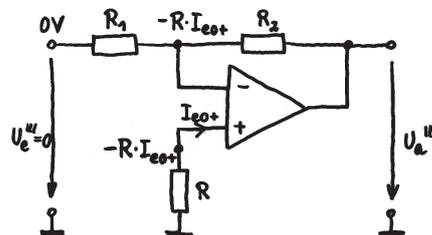
Damit für $I_{eo+} = I_{eo-}$ Biasstrom kompensiert: $U_a'' = -U_a''' \Rightarrow R = R_1 \parallel R_2$

d) mit $R = R_1 \parallel R_2$: $U_a''' = -R_2 \cdot I_{eo-}$

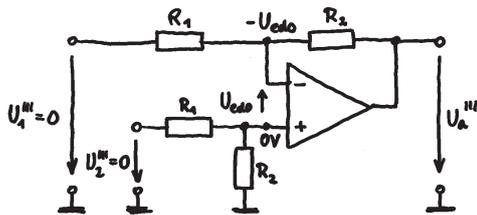
$U_a'' + U_a''' = R_2 \underbrace{(I_{eo-} - I_{eo+})}_{-I_{edo}}$

$I_{edo} = [-200\text{nA} \dots +200\text{nA}]$

$\Rightarrow U_a'' + U_a''' = [-20\text{mV} \dots +20\text{mV}]$



4.11) zu Bsp. 4.1: Superposition, zusätzlich mit U_{edo} :

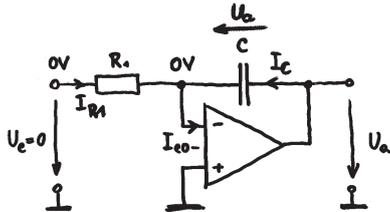


$$U_a^{III} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (-U_{edo})$$

$$U_{edo} = [-6\text{mV} \dots +6\text{mV}]$$

$$\Delta U_a = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot 12\text{mV} = 1,212\text{V}$$

4.12) a)



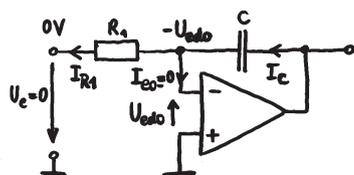
$$I_{R1} = 0 \Rightarrow I_c = I_{eo-}$$

$$I_c = C \cdot \frac{dU_a}{dt} \Rightarrow I_{eo-} = C \cdot \frac{dU_a}{dt}$$

$$\Delta U_a = \int_0^{\Delta t} \frac{I_{eo-}}{C} dt = \frac{I_{eo-}}{C} \cdot \Delta t$$

$$\Delta t = \frac{C \cdot \Delta U_a}{I_{eo-}}, \Delta t_{\min} = \frac{C \cdot \Delta U_a}{(I_{eo-})_{\max}}$$

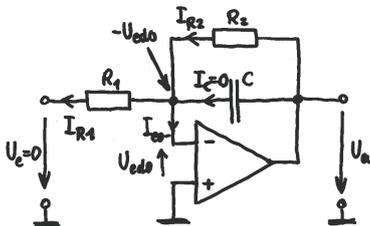
b)



$$I_c = I_{R1}, I_{R1} = \frac{-U_{edo}}{R_1}$$

analog zu a) $\Delta t = \frac{C \cdot \Delta U_a}{I_c} = \frac{R_1 \cdot C \cdot \Delta U_a}{U_{edo}}$

c) stationärer Fall: $U_c = \text{const} \Rightarrow I_c = 0$

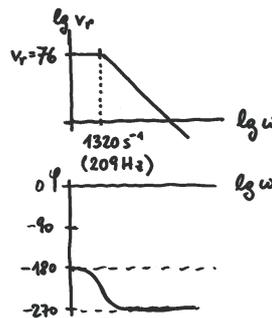


$$I_{R2} = I_{R1} + I_{eo-}, I_{R1} = \frac{-U_{edo}}{R_1}$$

$$U_a = -U_{edo} + I_{R2} \cdot R_2 = -U_{edo} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{eo-} \cdot R_2$$

ungünstigster Fall: $U_{edo} = +6\text{mV}, I_{eo-} = -500\text{nA}$

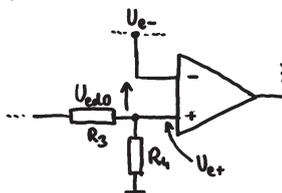
d) $\underline{V}_r = -\frac{R_2 // \frac{1}{j\omega C}}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega R_2 C}$ mit $\omega_0 = \frac{1}{R_2 C}$



4.13) a) Mittenstellung des Potentiometers: $U_{e+} = 0 \Rightarrow$ gewöhnlicher Summierverstärker

$$V_{r00} = -\frac{R_2}{R_1}$$

b) $(U_{e+})_{\max}$ wenn Potentiometer auf U_+ $\Rightarrow (U_{e+})_{\max} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_+$



$$U_{e-} = U_{e+} - U_{edo}$$

damit $U_{e-} = 0 \Rightarrow U_{e+} = U_{edo}$

$$(U_{e+})_{\max} = (U_{edo})_{\max}$$

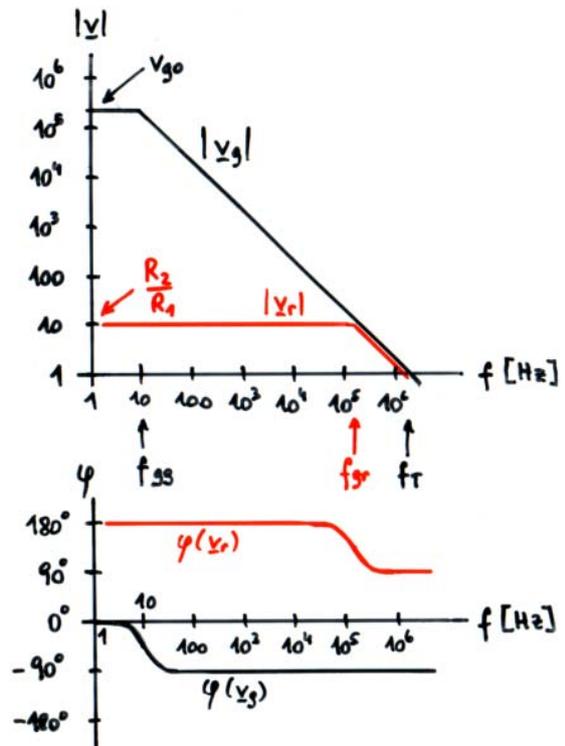
$$\Rightarrow \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_+ = (U_{edo})_{\max} \Rightarrow \frac{R_3}{R_4} = 832$$

$R_3 \gg R_4 \Rightarrow I_{e0+}$ fließt überwiegend durch R_4 und erzeugt Spannungsabfall $I_{e0+} \cdot R_4$
 lt. Angabe soll $I_{e0+} \cdot R_4 \leq 0,01 \cdot U_{e0}$ sein $\Rightarrow R_4 = 0,01 U_{e0} / (I_{e0+})_{\max}$

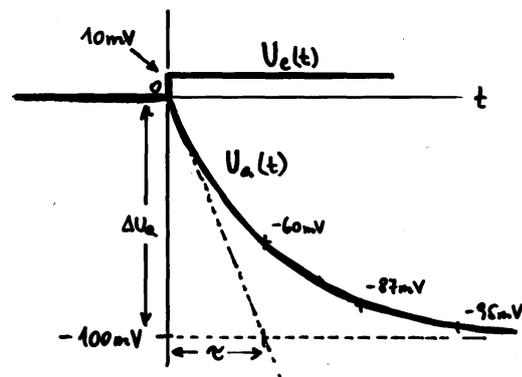
- 4.14) a) $(I_a)_{\max} = B \cdot (I_B)_{\max} = B \cdot (I_{a,OPV})_{\max}$
 b) $(U_R)_{\max} = 2V - U_{EC, \text{set}} = 1,8V$, $R = \frac{(U_R)_{\max}}{(I_a)_{\max}}$
 c) $U_R = U_0 - U_c$, $I_a = \frac{U_0 - U_c}{R}$

- 4.15) a) $f_T = v_{g0} \cdot f_{gs}$
 $v_r = -\frac{R_2}{R_1}$
 $|v_r| \cdot f_{gr} = f_T \Rightarrow f_{gr} = f_T / |v_r|$

v_g und v_r zeigen Tiefpassverhalten.
 Bei der Phase von v_r ist eine Phasenverschiebung von 180° wegen $v_r < 0$ zu berücksichtigen.



- b) $t < 0: U_a = -\frac{R_2}{R_1} U_e = 0V$
 $t \rightarrow \infty: U_a = -\frac{R_2}{R_1} U_e = -100mV$
 Exponentielles Übergangsverhalten
 mit $\tau = \frac{1}{\omega_{gr}} = \frac{1}{2\pi f_{gr}}$



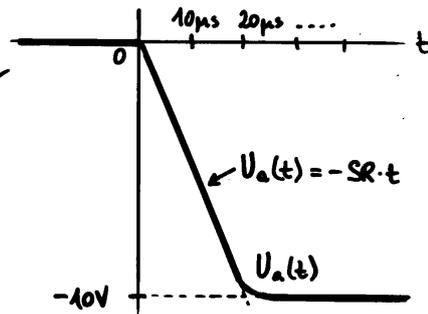
c) Der maximale Anstieg in b) ist

$$\left| \frac{dU_a}{dt} \right|_{\max} = \left| \frac{dU_a}{dt} \right|_{t=0} = \frac{\Delta U_a}{\tau} = 0,126 \text{ V}/\mu\text{s} < SR \checkmark$$

Der maximale Anstieg in c) wäre bei Tiefpassverhalten analog

$$\left| \frac{dU_a}{dt} \right|_{\max} = \dots = 12,6 \text{ V}/\mu\text{s} \gg SR$$

 \Rightarrow unmöglich



$|U_a(t)|$ steigt mit Änderungsrate SR an $\Rightarrow U_a(t) = -SR \cdot t$

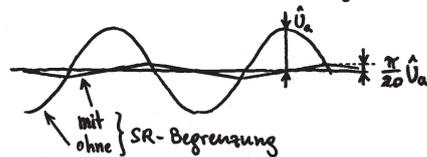
4.16) U_a bewegt sich in Richtung ihres idealen Wertes, jedoch mit der maximalen Anstiegsgeschwindigkeit $\left| \frac{dU_a}{dt} \right|_{\max} = SR$

4.17) a) Maximale Steigung des Sinus im Ursprung:

$$\frac{dU_a}{dt} = \hat{U}_a \cdot \omega \cdot \cos \omega t, \quad \left. \frac{dU_a}{dt} \right|_{t=0} = \hat{U}_a \cdot \omega = \hat{U}_a \cdot 2\pi f \Rightarrow \text{proportional zu } f$$

Keine Verzerrungen, solange $\left. \frac{dU_a}{dt} \right|_{t=0} \leq SR \dots f \leq \frac{SR}{2\pi \hat{U}_a} = f_G$

b) Im eingeschwungenen Zustand muß $U_a(t)$ Mittelwert 0 haben; Anstieg = $\frac{1}{10}$ Anstieg des Sinus im Nulldurchgang
 Dreieckform wegen SR-Begrenzung



4.18) a) Zeitkonstante τ : Tiefpass 1. Ordnung $\tau = \frac{1}{\omega_{gr}}$

Es gilt $v_r^\circ f_{gr} = f_T$ bzw. $v_r^\circ \cdot \omega_{gr} = \omega_T \dots v_r^\circ \cdot \frac{1}{\tau} = \omega_T \dots \tau = \frac{v_r^\circ}{\omega_T}$

$$v_r^\circ = \frac{R_1 + R_2}{R_1}, \quad \omega_T = 2\pi f_T$$

b) c) Kleinsignalverhalten: $U_a(t) = U_a(\infty) - \Delta U_a \cdot \exp(-\frac{t}{\tau})$ mit $\Delta U_a = U_a(\infty) - U_a(0)$
Großsignalverhalten: $U_a(t) = U_a(0) + SR \cdot t$

Anstieg beim Kleinsignalverhalten: $\left(\frac{dU_a}{dt} \right)_{KS} = \frac{\Delta U_a}{\tau} \exp(-\frac{t}{\tau})$

Damit Kleinsignalverhalten tatsächlich vorliegt muss für $t > 0$: $\left| \frac{dU_a}{dt} \right|_{KS} < SR$

$\left| \frac{dU_a}{dt} \right|_{KS}$ ist maximal bei $t=0$ und hat dort den Wert $\frac{\Delta U_a}{\tau} \dots \Delta U_a < SR \cdot \tau$

Wegen $U_a = v_r^\circ U_e$ im stationären Zustand ist $U_a(0) = v_r^\circ \cdot U_e(0)$, $U_a(\infty) = v_r^\circ \cdot U_e(\infty)$ und somit $\Delta U_a = U_a(\infty) - U_a(0) = v_r^\circ U_e(\infty) - v_r^\circ U_e(0) = v_r^\circ \Delta U_e$

b) $U_e = 50 \text{ mV} \rightarrow 60 \text{ mV} \dots \Delta U_e = 10 \text{ mV} \dots \Delta U_a = 110 \text{ mV} < 0,75 \text{ V} \Rightarrow$ Kleinsignalverhalten

$$U_a(t_{0,9}) = U_a(0) + 0,9 \cdot \Delta U_a = [U_a(\infty) - \Delta U_a] + 0,9 \Delta U_a = U_a(\infty) - 0,1 \Delta U_a \dots$$

Vgl. mit allg. Zeitverlauf ... $\exp(-\frac{t_{0,9}}{\tau}) = 0,1 \dots t_{0,9} = \tau \cdot \ln 10$

c) $U_e = 50 \text{ mV} \rightarrow 1 \text{ V} \dots \Delta U_e = 950 \text{ mV} \dots \Delta U_a = 10,45 \text{ V} > 0,75 \text{ V} \Rightarrow$ Großsignalverhalten

$$U_a(t_{0,9}) = U_a(0) + 0,9 \cdot \Delta U_a \dots \text{Vgl. mit allg. Zeitverlauf} \dots 0,9 \Delta U_a = SR \cdot t_{0,9} \dots t_{0,9} = \frac{0,9 \Delta U_a}{SR}$$

- 4.19) a) $U_e > U_c$: Diode führt Strom solange bis $U_c = U_e$
 $U_e < U_c$: C behält Spannung (Diode sperrt)
 OPV2: Spannungsfolger $U_a = U_c$
 $\Rightarrow U_a$ ist bisheriger Maximalwert von $U_e(t)$

b) $U_e < U_c \Rightarrow$ OPV1 übersteuert $\Rightarrow U_{a1} = -U_{sat}$

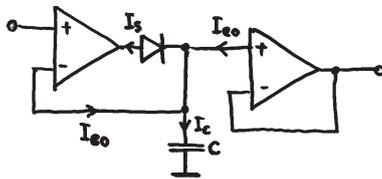
- c) Nach Zeitspanne mit $U_e < U_a$ muß U_{a1} erst wieder von U_{sat} auf $U_c + U_f$ herangeführt werden: $U_{a1}(t) = -U_{sat} + SR \cdot (t - t_0)$ wobei t_0 Zeitpunkt, wo $U_e = U_a$

Im Beispiel trifft dies bei $t = 103 \mu s$ zu

$$U_c = 3,6 \text{ V} \Rightarrow U_{a1} \text{ muß } 4,3 \text{ V erreichen}$$

$$(t - t_0) = \frac{U_{a1} + U_{sat}}{SR} = 36,6 \mu s$$

d)



$$I_c = 2 \cdot I_{eo} - I_s, \quad \frac{dU_c}{dt} = \frac{dU_a}{dt} = \frac{I_c}{C}$$

